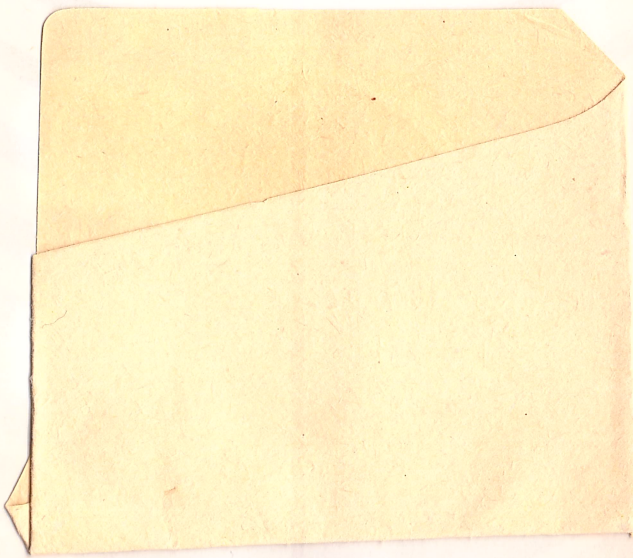
621.391
Ф53

Л.И. ФИЛИППОВ

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ И ТЕХНИКА ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ



621.391
Ф 53

Л. И. ФИЛИППОВ

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ И ТЕХНИКА ПЕРЕДАЧИ ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ

074479

621.391.(075)

-2013

ПЕРЕВІРЕНО

МОСКВА „ВЫСШАЯ ШКОЛА“ 1978

ББК 32.81
Ф53
УДК 621.391(075)

Рекомендована к изданию Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия.

Филиппов Л. И.

Ф53 Физические принципы и техника передачи дискретной информации.— М.: Высш. школа, 1978.— 103 с., ил.
20 к.

В книге изложены основы теории передачи дискретных сообщений. Рассмотрены принципы передачи информации на уровне основных операций в главных составных частях системы: передающем устройстве, линии и приемном устройстве. Описаны инженерные принципы образования реальных систем и сетей передачи, приводятся примеры построения сетей с использованием отечественной промышленной аппаратуры.

Книга предназначена для лиц, специализирующихся в области проектирования систем передачи и приема информации.

Ф $\frac{30401—491}{001(01)—78}$ 30—78

6ФО.1
ББК 32.81

©Издательство «Высшая школа», 1978.

ОГЛАВЛЕНИЕ

Стр.

Условные обозначения 5
Предисловие 6
Введение 10
0.1. Линии и каналы связи в автоматизированных системах управления (АСУ) 10
0.2. Основные случаи передачи информации 11
0.3. Основные процессы при передаче дискретной информации 12

Глава I. **Процессы на передающем устройстве и выбор дискретных сигналов** 16

1.1. Общий принцип генерирования дискретного множества сигналов 16
1.2. Восстановление вектора по заданному сигналу. Принцип распознавания при отсутствии помех 19
1.3. Восстановление векторов сигналов и распознавание при наличии помех 20
1.4. Типовые наборы помехоустойчивых сигналов 21
1.5. Инженерная реализация сигналов 26

Глава II. **Основы теории оптимального распознавания неискаженных линией сигналов** 28

2.1. Оптимальный прием. Теорема Байеса 28
2.2. Синтез оптимального приемника распознавания сигналов 31
2.3. Два варианта оптимальных приемников. Приемник на согласованных фильтрах 34
2.4. Инженерная реализация согласованного фильтра. Замена согласованного фильтра колебательным контуром, согласованным по полосе 36
2.5. Расчет вероятности ошибок при распознавании дискретных сигналов 38

Глава III. **Прием дискретных сигналов, прошедших искажающие линии** 42

3.1. Вводные замечания. Линия, как искажающий четырехполюсник 42
3.2. Основные случаи искажений, вносимых линией 43
3.3. Прием сигналов в линиях, вносящих случайное ослабление и сдвиг фазы 45
3.4. Ориентировочный порядок расчета линии передачи дискретной информации 48
3.5. Относительное кодирование, как способ борьбы со случайной начальной фазой сигналов 50
3.6. Прием сигналов в каналах с быстро изменяющимися параметрами. Прием при неравномерных по спектру помехах 52
3.7. Прием сигналов с оценкой случайных параметров, вносимых линией. Адаптивный прием 53
3.8. О системах передачи информации с обратным каналом . . 55
3.9. О борьбе с импульсными помехами 57

Стр.

Глава IV. **Принципы образования каналов и сетей передачи информации** 58

4.1. Вводные замечания. Основная терминология 58
4.2. Принципы создания многоканальности и двусторонности передачи 60
4.3. Телеграфирование на «постоянном токе». Асинхронный, синхронный и стартстопный способы работы 61
4.4. Частотное уплотнение линии 64
4.5. Временно́е уплотнение линии и его сравнение с частотным уплотнением 66
4.6. Дополнительные инженерные методы увеличения числа каналов 68
4.7. Реальные (подоптимальные) способы распознавания бинарных сигналов 70
4.8. Основные инженерные регламентации систем различного быстродействия 74
4.9. Принципы построения сетей из линий передачи сообщений 80
4.10. Об использовании других линий передачи 82

Глава V. **Типовая промышленная аппаратура и реальные сети общего применения** 84

5.1. Вводные замечания. Обобщенная структурная схема взаимосвязи приборов 84
5.2. Промышленные приборы абонентского пункта и системы уплотнения 86
5.3. Промышленная аппаратура уплотнения каналов и автоматической коммутации 89
5.4. Примеры построения сетей передачи информации на базе промышленных приборов 93
5.5. Реальные коммутируемые сети общего пользования в СССР 95
Заключение. Пути развития систем передачи сообщений . . . 99
Литература 103

УСЛОВНЫЕ ОБОЗНАЧЕНИЯ

a_{ij} — j-я координата i-го сигнала,
β — затухание линии,
$C_j(t)$ — j-е ортогональное колебание,
E_c — энергия сигнала,
Δf_c — полоса сигнала (Гц),
$\Delta F_л$ — полоса пропускания линии,
ΔF — смещение средних частот сигналов,
$\dot{G}_s(\omega)$ — спектральная функция сигнала $s(t)$,
$h(t)$ — импульсный отклик,
$h_i^{\text{с}}$ — импульсный отклик согласованного с i-м сигналом фильтра,
$h_k(t)$ — выборка по τ из импульсного отклика,
$\hat{h}_k$ — оценка выборки по τ из импульсного отклика,
k — основание кода,
$\dot{K}$ — коэффициент передачи,
$\hat{m}$ — оценка дискретного элемента в точке приема,
m_i — i-й элемент дискретного сообщения,
M — число дискретных элементов (алфавит),
M_c — число дискретных сигналов,
n — позиционность (значность) кода,
$\mathbf{n}$ — вектор помехи,
$n(t)$ — колебание помехи,
N — число измерений сигнала,
N_0 — спектральная плотность помехи,
$P(C_j|\Pi_i)$ — вероятность события C_j при известном событии Π_i,
$P(\text{ош})$ — вероятность ошибок,
$\Pi(t)$ — прямоугольный импульс,
R — правило вынесения решений о принятом сигнале,
$s(t, m_i)$ — сигнал, соответствующий i-му дискретному элементу,
$\mathbf{s}_i$ — вектор сигнала $s(t, m_i)$,
$s^{\text{в}}(t, m_i)$ — сигнал на выходе канала связи,
S_m — амплитуда сигнала,
σ^2 — дисперсия колебания,
t — текущее время,
t_k — фиксированный момент времени,
T_c — длительность сигнала,
$\tau_л$ — длительность отклика линии,
τ_0 — длительность бинарной посылки,
τ — время, прошедшее после действия дельта-импульса,
V — скорость отправления дискретных элементов сообщения,
$y(t)$ — сумма колебаний сигнала и помехи,
$\mathbf{y}$ — вектор суммы сигнала и помехи,
ω — текущая частота,
ω_0 — средняя частота колебания,
$\Delta\omega_c$ — полоса сигнала (рад/с).

ПРЕДИСЛОВИЕ

Обмен сообщениями является одним из основных процессов, определяющих возможность нормального протекания трудовой общественной деятельности, так как сообщения несут информацию об окружающем нас мире. От повседневного бытового разговора, отправления деловых телеграмм до управления сложнейшими производственными и общественными системами — таков диапазон примеров обмена информацией или одностороннего ее движения. Без преувеличения можно утверждать, что обмен информацией, как и обмен энергией и материей, относится к фундаментальным процессам природы, определившим возможность появления человеческой цивилизации. Их роль в будущем будет только возрастать.

Сообщения, несущие информацию, являются случайными процессами самой разнообразной природы: это может быть давление, температура, напряжение, освещенность или любая другая величина в зависимости от порождающего их явления. Важнейшим источником сообщений является человек, порождающий непрерывные сообщения в форме речи (звукового давления) или в форме дискретных знаков (печатный текст).

В подавляющем большинстве случаев точки появления сообщений и точки их использования не совпадают в пространстве. Поэтому сообщения необходимо *передавать*. Передача сообщений производится с помощью *сигналов* через *линии связи*. В качестве сигналов можно использовать колебания любой природы, способные распространяться по линиям в виде волн. Однако практически в подавляющем числе случаев используются электрические сигналы в виде напряжений или электромагнитный полей, распространяющиеся по электрическим линиям связи (проводникам или другим средам). В точке получения сигналов последние снова превращаются в сообщения первичной природы.

При передаче сообщений неизбежно имеют место два явления, существенно усложняющие процесс: линия искажает форму сигналов и добавляет помехи (порождающиеся также в других частях системы передачи). Усложнением линии передачи и увеличением мощности генераторов сигналов (передатчиков) с указанными явлениями можно бороться. Однако этот путь не всегда

оказывается целесообразным. Высокого качества передачи можно добиться не только за счет расхода энергии и материальных средств, но и путем *выбора вида сигналов передатчика* и *способа их обработки приемником*. При этом понятию «высокое качество» придается строгий количественный смысл. Так возникает *теория передачи сообщений*.

Приблизительно до 40—50-х годов усовершенствование систем передачи сообщений носило эвристический («изобретательский») характер. Выдающимся достижением последних десятилетий является создание весьма развитой *теории синтеза оптимальных приемных устройств* и построения оптимальных сигналов, при которых обеспечивается минимум ошибок при передаче сообщений. В настоящее время в ряде случаев нет необходимости отыскивать «наилучший» способ передачи, исходя из первичных понятий, последовательно обобщая их до получения удовлетворительного результата. Освоив фундаментальные понятия теории синтеза (и последующего анализа), инженер может получить четкие указания о пути построения системы передачи. Существенным преимуществом такого подхода является возможность, с одной стороны, количественно оценить ухудшение качества системы при отходе от оптимальных алгоритмов обработки, а с другой стороны — избежать ненужного «изобретательства», не ведущего к цели.

В более узком смысле можно сказать, что информация необходима для управления системами. В качестве последних могут выступать любые множества объектов, объединенных едиными принципами взаимодействия: человеческие коллективы, совокупность автоматических приборов или любые их комбинации.

В неполностью формированных системах (не имеющих полного логико-математического описания) велика роль автоматизированных систем управления (АСУ), в которых управление в конечном счете осуществляется человеком при помощи вычислительных устройств, подготавливающих данные для управления. Наличие в контуре управления цифровых вычислительных машин практически предопределяет форму представления и передачи сообщений в виде дискретных сигналов.

Настоящая книга представляет собой изложение основ теории передачи дискретных сообщений. В ней рассматриваются все составные части системы отправления

информации: передающее устройство, линия и приемное устройство. Изложение построено так, что сначала рассматриваются общие физические процессы и соответствующие количественные соотношения в отдельных частях системы (выбор сигналов, искажения их в линиях, способы наилучшего выделения сигналов из помех). Затем рассматриваются инженерные принципы образования реальных систем и сетей передачи. В заключение приводятся примеры построения сетей с использованием реальной отечественной промышленной аппаратуры.

Подобный подход позволяет учащимся не ограничиваться полуосознанным использованием заданных приборов и устройств и учит критическому подходу к установившимся традициям, без которого невозможно движение техники вперед.

К изучению теории и техники передачи информации в инженерном (практическом) плане можно подойти с нескольких логически связанных сторон:

а) фундаментальные физические (и математические) принципы передачи сообщений, обеспечивающие потенциальные (предельно достижимые) результаты;

б) инженерные методы упрощения принципов построения, ведущие к удешевлению системы ценой некоторого отступления от оптимальности;

в) способы реализации физических операций (построение различных устройств системы «в металле»);

г) технические устройства — с точки зрения заложенных в них функциональных возможностей (использованные коды, сигналы, достижимые скорости и др.).

В зависимости от специализации изучающего относительная роль этих сторон изменяется. Настоящая книга может быть полезна студентам специальности «Автоматизированные системы управления» (АСУ), изучающих курс «Системы передачи информации» на III—IV курсе обучения. Будущий инженер по АСУ выступает в основном квалифицированным потребителем средств передачи сообщений. «Функциональная» точка зрения приобретает для него существенное значение. Однако необходимость широкого (системного) подхода к построению устройств сбора, передачи, обработки и отображения информации настоятельно диктует необходимость достаточно глубокого понимания фундаментальных физических процессов в системах передачи.

Приведенные соображения определили отбор материала для книги. В ней рассмотрены принципы передачи информации на уровне основных операций и реализующих их структурных схем.

С другой стороны, в книге не рассматриваются способы схемной или детальной структурной реализации различных электронных устройств, обеспечивающих фактическое выполнение необходимых операций (интегрирования, перемножения, преобразования частот, генерирования сигналов и других). Эти вопросы изучаются в соответствующих курсах радиотехники и электроники. Весьма кратко освещены также вопросы построения реальных сетей передачи.

Автор благодарит сотрудников кафедры системотехники МЭИ Ю. В. Готовского и Г. В. Рыженкова, прочитавших книгу в рукописи и сделавших ряд полезных замечаний.

Автор

0.1. Линии и каналы связи в автоматизированных системах управления (АСУ)

Необходимость в каналах связи, как уже говорилось, возникает потому, что *источники сообщений* (люди или приборы), как правило, находятся не в тех же территориальных пунктах, в которых расположены *потребители сообщений* (другие люди или приборы). При этом, как правило, в каждом из пунктов имеются и источники, и потребители, поэтому передача должна быть двусто-

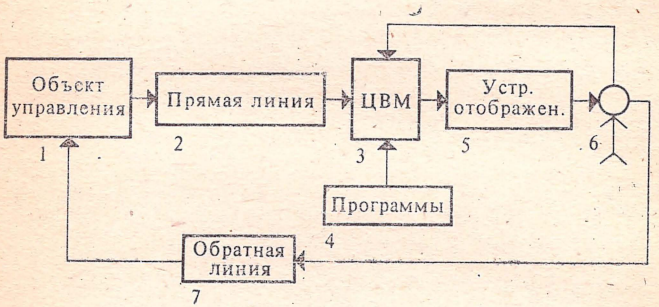


Рис. 0.1. Аппаратурная структура АСУ

ронней. Эта ситуация не изменяется и в АСУ, обобщенная аппаратурная структура которой показана на рис. 0.1. Источники сообщений расположены на объекте управления *1*. Сообщения (посредством сигналов) поступают через прямую линию связи *2* в вычислительную машину *3*. Обработанная с помощью программ *4* информация через устройство отображения *5* предъявляется человеку *6*, который, приняв решение, отправляет управляющие сообщения на объект *1* через обратную линию *7* (которая может совпадать физически с прямой линией *2*). Так как сообщений обычно бывает несколько, то используются или несколько различных линий, или «уплотнение» одной линии несколькими одновременно отправляемыми сообщениями (так называемая *многоканальность линии*).

Кроме явно показанных на рис. 0.1 прямой и обратной линий, длина которых может достигать тысяч километров, в системе управления существует большое коли-

чество «местных» линий, связывающих, например, человека с ЦВМ или отдельные части ЦВМ.

Задачи, возникающие при проектировании линий дальней связи и местных линий, отличаются. В первом случае на первое место выдвигаются задачи помехоустойчивости, скорости передачи, дешевизны, которые взаимно противоречивы и разрешаются путем компромисса. Во втором случае, как правило, помехоустойчивость и относительная дешевизна легко достигаются, и на первое место выдвигается надежность передачи (важная, конечно, и для систем дальней связи).

Линии передачи сообщений в некотором смысле составляют важнейшую часть АСУ: если есть линии, но нет других приборов, указанных на рис. 0.1, то неэффективное (медленное и неуверенное) управление может иметь место. Если же из структурной схемы рис. 0.1 убрать любые линии, то управление, как процесс, прекращается.

В нашем изложении рассматриваются лишь *сигнальные* линии передачи. Такие «линии», как почта или посыльные, в это понятие не входят.

0.2. Основные случаи передачи информации

Информация является в настоящее время первичным понятием и поэтому, строго говоря, определению не подлежит. Она содержится в *сообщениях*, представляющих собой реализации случайных процессов. Целесообразно различать три основных вида сообщений:

а) сообщения в форме последовательности дискретных элементов (например, букв и знаков русского алфавита);

б) сообщения в виде последовательности некоторых величин (например, измерений температуры через интервал в 1 с);

в) сообщения в виде непрерывных функций (например, давления перед микрофоном).

Собственно *дискретными* являются сообщения первого вида. Множество элементов, из которых строится дискретное сообщение, называется *алфавитом*. Он содержит конечное число M элементов $m_1, m_2, \ldots, m_i, \ldots, m_M$. Сообщение второго вида можно назвать дискретным по времени, но оно непрерывно по уровню, так как величины, составляющие последовательность, принимают кон-

тинуум значений. Сообщения третьего вида не являются в общем случае дискретными в каком-либо смысле.

Сообщения видов б) и в) передаются с помощью разных типов модуляций. Здесь мы будет рассматривать передачу только дискретных сообщений.

0.3. Основные процессы при передаче дискретной информации

Передача дискретных элементов m_i по электрическим или иным линиям осуществляется с помощью *сигналов* $s(t, m_i)$, сопоставляемых элементам m_i. Этот процесс называется *кодированием*. Крайними случаями кодирования являются *М-арное* (или *М-ичное*) и *бинарное* (или двоичное).

При M-арном кодировании каждому элементу m_i алфавита сопоставляется свой сигнал $s(t, m_i)$ некоторой длительности T_c по элементарной логике следования: $m_i \rightarrow s(t, m_i)$. При этом число необходимых сигналов M_c равно числу элементов M. При бинарном кодировании элементы m_i сначала нумеруются в двоичной системе счисления и, таким образом, представляются в виде последовательности «1» и «0». Количество знаков n, которое потребуется для представления всех элементов m_i — *позиционность* — находится из известного соотношения

$$2^n \geqslant M.$$

Величина n называется *значностью* или *разрядностью кода*. Такое кодирование называется *безызбыточным*. В некоторых случаях используются добавочные «позиции», называемые *проверочными*. (Этот вопрос подробно изучается в курсе теории информации и кодирования.)

Количество элементов, используемых в коде, называется его *основанием*. Для двоичного кода основание $k = 2$.

В настоящее время разработаны и используются несколько стандартизованных равномерных (с постоянным числом позиций) бинарных кодов. Исторически первым из них был *пятизначный код Бодо*. Так как с помощью пяти позиций можно закодировать только $2^5 = 32$ разных элементов m_i, то в коде применен принцип «регистра»: одна и та же кодовая комбинация используется дважды с разными значениями. Для различения смысла комбинации посылаются специальные комбинации: 00001

(«буквы») или 00010 («цифры»). В последнем регистре передаются также различные служебные и арифметические знаки.

Международный телеграфный код МТК-1 (1931 г.) почти полностью совпадает с кодом Бодо. Международный телеграфный код МТК-2 (1932 г.) и его разновидность РВМК-2 (с учетом особенностей русского альфавита) также пятизначные, но используют три «регистра» (один из них означает переход на русский алфавит, кроме того, часть русских букв размещена в регистре «цифры»).

По мере совершенствования ЦВМ возникла необходимость введения дополнительных символов, что привело к созданию ряда вариантов 6- и 7-значных кодов. Единая серия электронных вычислительных машин (ЕС ЭВМ) предусматривает 8-значный код КОИ-8, приведенный в таблице.

Из построения таблицы видно, что путем исключения старших (с 4-го по 7-й) знаков (или разрядов) можно образовать ряд комбинаций меньшей разрядности (4-

	7	6	5	4	3	2	1	0	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15
7	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1								
6	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1								
5	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1								
4	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1								
0	0	0	0	0									0				ю	п		Р	Ю	П	\	р
0	0	0	0	1									!	1			а	я	А	Q	А	Я	d	q
0	0	0	1	0									»	2			б	р	В	R	Б	Р	b	г
0	0	1	1	1									#	3			ц	с	С	S	Ц	С	c	s
0	1	0	0	0									¤	4			д	т	Д	Т	Д	Т	d	t
0	1	0	1	0									%	5			е	у	Е	U	Е	У	e	u
0	1	1	0	0									&	6			ф	ж	F	V	Ф	Ж	f	v
0	1	1	1	1									'	7			г	в	G	W	Г	В	g	w
1	0	0	0	0									(	8			х	ь	Н	Х	Х	Ь	h	x
1	0	0	1	1									)	9			и	ы	I	Y	И	Ы	i	y
1	0	1	0	10									*	:			й	з	J	Z	Й	З	j	z
1	0	1	1	11									+	;			к	ш	К	[	К	Ш	k	
1	1	0	0	12									,	<			л	э	L		Л	Э	l	
1	1	0	1	13									–	=			м	щ	М	]	М	Щ	m	
1	1	1	0	14									.	>			н	ч	N	Л	Н	Ч	n	
1	1	1	1	15									/	?			о		О		О		o	

разрядных). Четыре изогнутых стрелки, идущие от 4, 5, 6 и 7-й позиций кодовых комбинаций, указывают, какие знаки (1 и 0) следует поставить на пересечении соответствующих (с 0 по 15) колонок и строк для образования 8-разрядной кодовой комбинации, соответствующей нужному элементу алфавита.

По такому же принципу построены 7-разрядный международный код (не содержащий букв русского алфавита) и 7-разрядный стандартный код ГОСТ 13052—67 (содержащий русский и латинский алфавиты и ряд знаков). Код КОИ-8 имеет в своей основе этот 7-разрядный код.

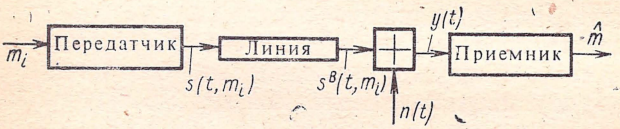


Рис. 0.2. Обобщенная структурная схема системы передачи дискретной информации

При бинарном кодировании необходимо иметь *только два* сигнала $s(t, 1)$ и $s(t, 0)$, соответствующих «1» и «0» двоичного кода. Очевидно, что возможны и промежуточные случаи кодирования (по основанию три, четыре и т. д.).

Сигналы $s(t, m_i)$ [или $s(t, k_j)$, где $j=1$ или 0] отправляются в электрическую линию, которая изменяет их форму и добавляет *помеху* $n(t)$. В результате на входе приемного устройства (на выходе линии) имеют место колебания

$$y(t)=s^в(t, m_i)+n(t),$$

где $s^в(t, m_i)$ — изменённый линией сигнал $s(t, m_i)$.

Задача приемного устройства состоит в определении того, какой из элементов m_i отправлен передающим устройством на заданном интервале времени длительностью $T_с$. Эта задача называется *задачей распознавания*. Так как помехи и искажения формы сигналов неизбежны, то неизбежны *ошибки распознавания*. Поэтому говорят, что приемник не определяет элемент m_i, а выносит его оценку $\hat{m}$, которая может иногда и не совпадать с отправленным элементом.

Общая структурная схема процесса передачи дискретных элементов представлена на рис. 0.2. Она наглядно определяет следующие основные задачи теории:

1) выбор сигналов $s(t, m_i)$, вырабатываемых передатчиком;

2) определение характера изменений, вносимых линией в сигналы $s(t, m_i)$;

3) определение алгоритма работы приемника, дающего минимум ошибок (синтез приемника);

4) определение предельно достижимой минимальной вероятности ошибок в распознавании сигналов приемником (задача анализа);

5) инженерное упрощение теоретических синтезированных приемников с учетом ограничений практики.

Ниже мы будем в основном придерживаться этого порядка рассмотрения.

Глава I

ПРОЦЕССЫ НА ПЕРЕДАЮЩЕМ УСТРОЙСТВЕ И ВЫБОР ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ

1.1. Общий принцип генерирования дискретного множества сигналов

Будем рассматривать (как более общий) случай M-арного кодирования, когда требуется иметь $M_c = M$ сигналов. Сигналы $s(t, m_i)$ должны быть *различимы* для приемника. Если отсутствуют помехи и изменения формы (искажения) в линии, то сигналы $s(t, m_i)$ могут сколь угодно мало отличаться друг от друга и, следовательно, выбор их безразличен. Задача выбора *оптимального* множества M-сигналов возникает лишь при наличии помех и искажений. Общий принцип состоит, очевидно, в том, чтобы эти сигналы были *предельно различны* между собой.

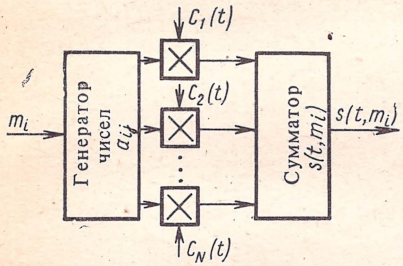


Рис. 1.1. К пояснению принципа генерации дискретных сигналов

Рассмотрим следующий общий метод создания набора M-сигналов, при котором одновременно определяется мера их различия. Выберем систему N ортонормированных колебаний $C_j(t)$, т. е. определенных так, что

$$\int_0^{T_c} C_i(t)\, C_j(t)\, dt = \begin{cases} 0, & i \neq j, \\ 1, & i = j \end{cases} \qquad (1.1)$$

и построим N генераторов, каждый из которых с периодом T_c генерирует последовательность из колебаний $C_1(t), \ldots, C_N$.

Сопоставим далее каждому элементу m_i набор N чисел $a_{i1}, a_{i2}, \ldots, a_{ij}, \ldots, a_{iN}$. После этого построим сигналы $s(t, m_i)$, соответствующие элементам m_i, по правилу:

$$s(t,\ m_i) = \sum_{j=1}^{N} a_{ij} C_j(t). \qquad (1.2)$$

Функциональная схема реализации этого алгоритма показана на рис. 1.1. Ниже мы видим, что правило (1.2) является общим, не накладывающим никаких принципиальных ограничений на выбор.

Так как колебания $C_j(t)$ заданы (однозначно выбраны нами), то каждый сигнал $s(t, m_i)$ *однозначно* определяется набором чисел a_{ij}, которые можно рассматривать как координаты *вектора* сигнала s_i, так что

$$s_i=(a_{i1}, a_{i2}, \ldots, a_{ij}, \ldots, a_{iN}). \qquad (1.3)$$

Этот вектор представляет сигнал $s(t, m_i)$ в N-мерном пространстве. Наглядное изображение может, очевидно, быть получено, если $N\leqslant 3$.

Пример 1. Выберем систему $N=2$ ортогональных функций

$$C_1(t)=\begin{cases} 1/\sqrt{T_c}\sin\omega_0 t, & 0<t<T_c,\\ 0 \text{ при других } t, \end{cases}$$

$$C_2(t)=\begin{cases} 1/\sqrt{T_c}\cos\omega_0 t, & 0<t<T_c,\\ 0 \text{ при других } t. \end{cases}$$

Эти колебания показаны на рис. 1.2, *а*. Пусть требуется построить $M=4$ сигнала. Выберем (пока произвольно) следующие четыре набора чисел:

$$(a_{11}, a_{12})=(\sqrt{E_c}, 0),$$

$$(a_{21}, a_{22})=(0, \sqrt{E_c}),$$

$$(a_{31}, a_{32})=(-\sqrt{E_c}, 0),$$

$$(a_{41}, a_{42})=(0, -\sqrt{E_c}),$$

где E_c — постоянная величина. Эти четыре набора определяют четыре вектора сигналов s_1, s_2, s_3 и s_4, показанные на рис. 1.2, *б*.

В соответствии с правилом (1.2) определим аналитические выражения для сигналов $s(t, m_i)$:

$$s(t, m_1)=\sum_{j=1}^{2} a_{1j}C_j(t)=a_{11}C_1(t)+a_{12}C_2(t)=$$

$$=\begin{cases} \sqrt{E_c/T}\sin\omega_0 t, & 0<t<T_c,\\ 0 \text{ при других } t, \end{cases}$$

074479

$$s(t,\ m_2)=\sum_{j=1}^{2} a_{2j}C_j(t)=a_{21}C_1(t)+a_{22}C_2(t)=a_{22}C_2(t),$$

$$s(t,\ m_3)=\sum_{j=1}^{2} a_{3j}C_j(t)=a_{31}C_1(t)+a_{32}C_2(t)=a_{31}C_1(t),$$

$$s(t,\ m_4)=\sum_{j=1}^{2} a_{4j}C_j(t)=a_{41}C_1(t)+a_{42}C_2(t)=a_{42}C_2(t).$$

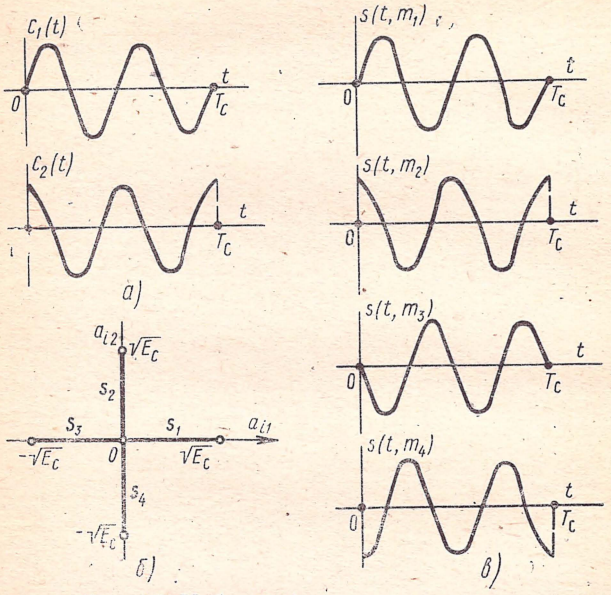


Рис. 1.2. Набор ортогональных сигналов

На рис. 1.2, *в* показаны формы полученных сигналов. Нетрудно убедиться, что величина E_c является *удельной* (выделяемой на единичном сопротивлении) *энергией сигналов* $s(t, m_i)$:

$$E_c=\int_0^{T_c} s^2(t,\ m_i)\,dt. \qquad (1.4)$$

Обратим внимание на то, что концы векторов $\mathbf{s}_i$ сигналов $s(t, m_i)$ предельно разнесены друг от друга в пространстве $N=2$ измерений при заданной величине их энергии.

Пример 2. При сохранении векторов сигналов, выбранных в примере 1, используем другой набор ортонормальных колебаний $C_1(t)$ и $C_2(t)$, показанный на рис. 1.3, *а*. Эти колебания ортогональны по тривиальной причине смещения импульсов, их определяющих, во времени.

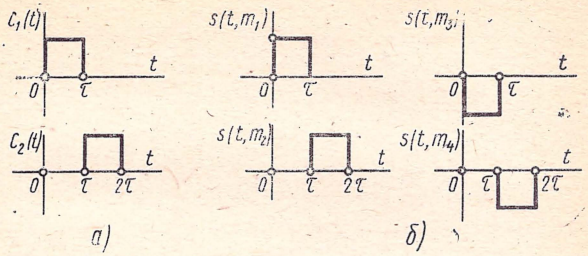


Рис. 1.3. Другой набор ортонормальных сигналов

Аналогично предыдущему построим множество из четырех сигналов по правилу (1.2). Так,

$$s(t,\ m_1)=\sum_{j=1}^{2} a_{1j}C_j(t)=a_{11}C_1(t)+a_{12}C_2(t)=a_{11}C_1(t).$$

Остальные сигналы строятся аналогично. На рис. 1.3, *б* показаны временны́е графики полученных сигналов.

Этот пример наглядно показывает, что формы сигналов (временны́е графики) при выбранном наборе векторов сигналов зависят от избранной системы ортогональных колебаний $C_j(t)$.

1.2. Восстановление вектора по заданному сигналу. Принцип распознавания при отсутствии помех

Избранная система ортогональных функций $C_j(t)$ и задание вектора $s_i=(a_{i1}, a_{i2}, \ldots, a_{iN})$ однозначно определяют сигнал $s(t,\ m_i)$. Нетрудно убедиться, что по заданной форме сигнала $s(t,\ m_i)$ можно восстановить вектор s_i. Действительно,

$$\int_0^{T_c} s(t,\ m_i)\,C_l(t)\,dt=\int_0^{T_c}\left(\sum_{j=1}^{N} a_{ij}C_j(t)\right)C_l(t)\,dt=$$

$$=\sum_{j=1}^{N}\int_0^{T_c} a_{ij}C_j(t)\,C_l(t)\,dt=a_{il}. \qquad (1.5)$$

Производя операцию (1.5) с использованием всех ортогональных функций $C_l(t)$ при $l=1, 2, ..., N$, можно получить все составляющие вектора s_i.

Операция (1.5) может быть реализована аппаратурно в соответствии с функциональной схемой рис. 1.4, *а*. Таким образом, имея в точке приема сигналов генераторы колебаний $C_j(t)$, аналогичные генераторам передатчика и работающие синхронно с ними, можно определять составляющие вектора, а следовательно, и сам вектор

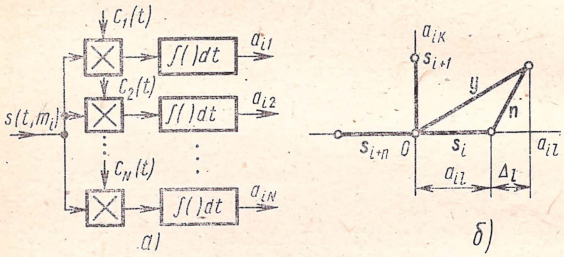


Рис. 1.4. Функциональная схема анализа сигналов

сигнала, что позволяет безошибочно распознавать сигналы.

Следует обратить внимание на то, что если линия, не искажая формы сигналов $s\ (t, m_i)$, лишь ослабит их, так что

$$s^{в}(t,\ m_i)=Ks(t,\ m_i),$$

$$K=\text{const},$$

то вычисленные в точке приема координаты вектора s_i будут отличаться тем же постоянным коэффициентом «K». При этом *направления* векторов не изменятся, и их безошибочное распознавание будет по-прежнему возможно. При искажении формы сигналов $s(t, m_i)$ восстановленный вектор изменит свое направление, что может привести к ошибкам распознавания даже при отсутствии помех.

1.3 Восстановление векторов сигналов и распознавание при наличии помех

Предположим, что линия не искажает форму сигналов, но добавляет помехи. Тогда колебание в точке приема

$$y(t)=s(t,\ m_i)+n(t), \tag{1.6}$$

где $s(t,\ m_i)$ — один из множества M сигналов, а $n(t)$ — реализация помехи.

Подадим это колебание на схему рис. 1.4, *а* для восстановления векторов сигналов. На выходах схемы получим величины

$$\int_0^{T_c} y(t)\,C_l(t)\,dt=\int_0^{T_c}[s(t,\ m_i)+n(t)]\,C_l(t)\,dt=a_{il}+\Delta_l, \tag{1.7}$$

где

$$\Delta_l=\int_0^{T_c} n(t)\,C_l(t)\,dt \tag{1.8}$$

являются реализациями случайных величин вследствие случайности помехи.

Из (1.7) следует, что восстановленный вектор не совпадает в общем случае ни с одним из векторов ожидаемых сигналов (рис. 1.4, *б*). Из рассмотрения рис. 1.4, *б* следует, что:

а) должна существовать разумная процедура распознавания сигналов при наличии помех;

б) существует разумный принцип построения множества векторов (сигналов), обеспечивающий наименьшую вероятность ошибок при их распознавании.

Этот принцип выбора множества векторов, как интуитивно ясно, состоит в выборе набора векторов с наиболее взаимно удаленными концами. Так как координаты векторов пропорциональны энергии сигналов (см. соотношение (1.4)), то разнос концов векторов сигналов можно произвести простым увеличением энергии сигналов. Однако помимо этого тривиального способа возможен также разумный выбор конфигурации векторов.

1.4. Типовые наборы помехоустойчивых сигналов

Основными используемыми наборами сигналов являются: *бинарные противоположные, бинарные ортогональные, М-ортогональные, биортогональные, прямоугольной конфигурации векторов* и *симплексные.*

Бинарные противоположные сигналы. В этом случае образуется $M=2$ сигнала при $N=1$ (единственное коле-

бание $C_1(t)$ любой формы), а векторы сигналов $s(t, m_1)$ и $s(t, m_2)$ выбираются так:

$$\mathbf{s}_1=(a_{11}, a_{12})=(\sqrt{E_c}, 0),$$
$$\mathbf{s}_2=(a_{21}, a_{22})=(-\sqrt{E_c}, 0). \tag{1.9}$$

Геометрическая конфигурация соответствующих векторов показана на рис. 1.5, *а*. Временные графики сиг-

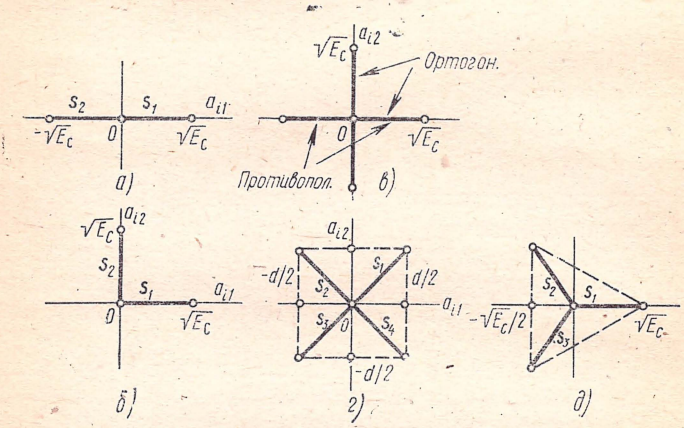


Рис. 1.5. Геометрическое представление типов сигналов

налов в соответствии с (1.2) будут:

$$s(t, m_1)=a_{11}C_1(t),$$
$$s(t, m_2)=-a_{11}C_1(t)=-s(t, m_1). \tag{1.10}$$

Таким образом, противоположными являются два сигнала *любой формы*, отличающиеся знаком.

Бинарные ортогональные сигналы. В этом случае образуется также $M=2$ сигнала, но при использовании $N=2$ ортонормированных колебаний $C_1(t)$ и $C_2(t)$, а векторы сигналов $\mathbf{s}_1$ и $\mathbf{s}_2$ выбираются так:

$$\mathbf{s}_1=(a_{11}, a_{12})=(\sqrt{E_c}, 0),$$
$$\mathbf{s}_2=(a_{21}, a_{22})=(0, \sqrt{E_c}). \tag{1.11}$$

Геометрическая конфигурация соответствующих векторов показана на рис. 1.5, *б*. Временны́е графики сигналов зависят от выбора ортонормального набора. Так, если

$$C_1(t)=\begin{cases}\sin\omega_0 t, & 0<t<T_c,\\ 0 \quad \text{при других} \quad t,\end{cases}$$

$$C_2(t)=\begin{cases}\cos\omega_0 t, & 0<t<T_c,\\ 0 \quad \text{при других} \quad t,\end{cases}$$

то

$$s(t,\ m_1)=a_{11}C_1(t)+a_{12}C_2(t)=\sqrt{E_c}C_1(t),$$
$$s(t,\ m_2)=a_{21}C_1(t)+a_{22}C_2(t)=\sqrt{E_c}C_2(t). \qquad (1.12)$$

Очевидно, что сигналы (1.12) действительно ортонормальны (ортогональны) в смысле определения (1.1).

Из качественных рассуждений, приведенных в § 1.3, следует, что при прочих равных условиях распознавание противоположных сигналов будет происходить с меньшей вероятностью ошибок, чем ортогональных, так как концы первых больше удалены друг от друга.

Ниже мы увидим, что в некоторых ситуациях (искажениях в линии) применение противоположных сигналов оказывается, тем не менее, нецелесообразным.

***M*-ортогональные сигналы.** При этом образуется произвольное число M сигналов при использовании $N=M$ ортогональных колебаний $C_j(t)$, а конфигурация векторов выбирается так:

$$\begin{aligned}\mathbf{s}_1&=(\sqrt{E_c},\ 0,\ 0,\ \ldots\ 0),\\ \mathbf{s}_2&=(0,\ \sqrt{E_c},\ 0,\ \ldots,\ 0),\\ &\vdots\\ \mathbf{s}_M&=(0,\ 0,\ 0,\ \ldots,\ \sqrt{E_c}).\end{aligned} \qquad (1.13)$$

Наглядное изображение конфигурации векторов возможно, очевидно, лишь при $M=3$ на пространственном чертеже. Временны́е графики сигналов зависят от избранной системы ортогональных колебаний. Так, если принять

$$C_j(t)=\begin{cases}\sin j\omega_0 t, & 0<t<T_c,\\ 0 \quad \text{при других} \quad t,\end{cases} \qquad (1.14)$$

то по правилу (1.2) можно получить, что

$$s(t,\ m_i)=\sqrt{E_c}C_i(t),$$

т. е. сигналы будут появляться отрезками гармонических колебаний частот ω_0, $2\omega_0$, ..., $M\omega_0$. Такие сигналы инженерно неудобны вследствие «разбросанности» их по шкале частот. Ниже описан способ построения практически используемых «почти ортогональных» сигналов.

Биортогональные сигналы. В этом случае при использовании N ортогональных колебаний $C_j(t)$ образуется $M=2N$ сигналов по следующему правилу: к каждому из ортогональных сигналов добавляется противоположный. Так, кроме сигнала с вектором $\mathbf{s}_1=(\sqrt{E_c},\ 0)$ используется также сигнал с вектором $\mathbf{s}_3=(-\sqrt{E_c},\ 0)$, а кроме ортогонального к $\mathbf{s}_1$ сигнала $\mathbf{s}_2=(0,\ \sqrt{E_c})$ используется сигнал $\mathbf{s}_4=(0,\ -\sqrt{E_c})$. Соответствующая геометрическая конфигурация показана на рис. 1.5, *в*. Временны́е графики сигналов очевидны и зависят от избранного набора ортогональных колебаний $C_j(t)$.

Сигналы с прямоугольной конфигурацией векторов. При этом используется любое число N ортогональных колебаний $C_j(t)$ и образуется $M=2^N$ сигналов. Геометрическая конфигурация векторов выбирается в виде векторов в вершинах N-мерного куба. Так, при $N=2$ векторы сигналов имеют координаты:

$$\begin{aligned}
\mathbf{s}_1&=(a_{11},\ a_{12})=(d/2,\ d/2),\\
\mathbf{s}_2&=(a_{21},\ a_{22})=(d/2,\ -d/2),\\
\mathbf{s}_3&=(a_{31},\ a_{32})=(-d/2,\ -d/2),\\
\mathbf{s}_4&=(a_{41},\ a_{42})=(-d/2,\ d/2),
\end{aligned}\qquad (1.15)$$

где d — некоторая постоянная величина. Эти векторы показаны на рис. 1.5, *г*.

Временны́е графики сигналов зависят от избранного набора ортогональных колебаний. Так, если в качестве $C_1(t)$ и $C_2(t)$ принять смещенные П-образные высокочастотные импульсы (рис. 1.6, *а*), то в соответствии с правилом (1.2) получим, например,

$$s(t,\ m_1)=\sum_{j=1}^{2}a_{1j}C_j(t)=(d/2)\,C_1(t)+(d/2)\,C_2(t),$$

$$s(t,\ m_2)=\sum_{j=1}^{2} a_{2j}C_j(t)=(d/2)\,C_1(t)-(d/2)\,C_2(t).$$

Аналогично образуются остальные два сигнала. Эти графики показаны на рис. 1.6, *б*.

Симплексные сигналы. Это набор M сигналов, векторы которых равноудалены и предельно удалены друг от друга при заданной энергии сигналов. При выборе $N=2$ ортогональных колебаний можно построить $M=3$ симплексных сигналов, геометрическая конфигурация векто-

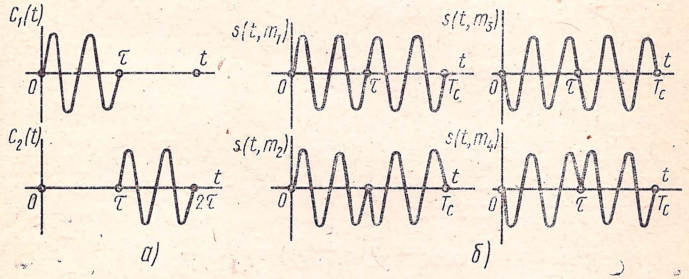


Рис. 1.6. Сигналы прямоугольной геометрической конфигурации

ров которых показана на рис. 1.5, *д*. При $N=1$ симплексные сигналы совпадут, очевидно, с противоположными.

Если удаленность концов векторов сигналов i и j охарактеризовать гильбертовым расстоянием d_{ij}, то, как можно проверить,

$$d_{ij}=\sqrt{\int_0^{T_c}[s(t,\ m_i)-s(t,\ m_j)]^2\,dt}=$$

$$=\sqrt{E_i+E_j-2\sqrt{E_iE_j}\,\varkappa_{ij}}, \qquad (1.16)$$

где E_i, E_j — удельные энергии сигналов, а

$$\varkappa_{ij}=\frac{1}{\sqrt{E_iE_j}}\int_0^{T_c} s(t,\ m_i)\,s(t,\ m_j)\,dt \qquad (1.17)$$

есть *коэффициент взаимной корреляции* рассматриваемых сигналов.

Для ортогональных сигналов, например, $\varkappa_{ij}=0$, для противоположных $\varkappa_{ij}=-1$. Симплексные сигналы могут

быть получены из ортогональных, если величину d_{ij} сделать постоянной (зафиксировать). Действительно, из (1.16) следует, что расстояние d не изменится, если ко всем $s(t,\ m_i)$ добавить одно и то же колебание $s(t)$. Суммарная энергия вновь образованных сигналов

$$E_{\Sigma}=\sum_{i=1}^{M}\int_{0}^{T_c}[s(t,\ m_i)+s(t)]^2\,dt. \qquad (1.18)$$

Если найти минимум этой величины по $s(t)$, то образуется по определению система симплексных сигналов. Расчет показывает, что

$$s_{\text{симп}}(t,\ m_i)=s(t,\ m_i)-\frac{1}{M}\sum_{i=1}^{M}s(t,\ m_i). \qquad (1.19)$$

Можно проверить, что эти *симплексные* сигналы имеют зафиксированные расстояния d, а их энергия (одинаковая для всех сигналов)

$$E_{\text{симп}}=E(1-1/M)<E,$$

где E — энергия ортогональных сигналов. Отсюда следует, что при заданном расстоянии выигрыш по энергии от применения симплексных сигналов вместо ортогональных составляет два раза при $M=2$. Если же $M\gg 2$, то симплексные сигналы практически эквивалентны ортогональным.

1.5 Инженерная реализация сигналов

Практическая реализация сигналов заданной конфигурации зависит от ряда факторов, среди которых: свойства (полоса пропускания) имеющейся линии передачи; количество различных сообщений, которые необходимо передавать одновременно (необходимость «уплотнения» или «многоканальности»); предпочтительность технической реализации форм сигналов; необходимость совмещения работы нескольких систем передачи в одном частотном диапазоне при минимальных помехах.

Простейшим набором противоположных сигналов являются П-образные импульсы, так что

$$s(t,\ m_1)=\Pi(t),\quad s(t,\ m_2)=-\Pi(t), \qquad (1.20)$$

$$\text{где } \Pi(t)=\begin{cases} U,\ 0<t<T_c \\ 0 \text{ при других } t. \end{cases}$$

Эти сигналы исключают частотное уплотнение, а при T_c, равном интервалу поступления элементов m_i, невозможно и временное уплотнение. Спектр этого набора сигналов расположен в окрестности нуля, и, следовательно, сигналы не применимы для волноводов, радиорелейных систем и радиолиний.

Широко используемым набором бинарных ортогональных сигналов являются сигналы в виде отрезков гармонического колебания со скачками частоты или начальной фазы (сигналы «ЧТ» и «ФТ»):

$$s(t)=S_m\cos(\omega t+\varphi)\Pi(t). \qquad (1.21)$$

Если изменяется φ по правилу $m_1\to\varphi=0$, $m_2\to\varphi=\pi$, то получается пара противоположных (противофазных) сигналов. Если изменяется ω, причем

$$\omega_2-\omega_1\cong 2\pi/T_c, \qquad (1.22)$$

то получается пара «почти ортогональных» сигналов (см. § 1.4). Таким же образом можно построить набор $M>2$ почти ортогональных сигналов, сдвигая частоту сигналов (1.21) на величину (1.22).

Иногда используется пара сигналов с амплитудной манипуляцией (АМ), так что

$$s(t,\ m_1)=S_m\cos(\omega_0 t+\varphi_0)\Pi(t),$$
$$s(t,\ m_2)=0. \qquad (1.23)$$

Этот случай называется в технике случаем «работы с пассивной паузой» (в отличие от случая частотной или фазовой манипуляции, называющихся «работой с активной паузой»). При сохранении энергии первого сигнала (1.23) равной энергии противофазных сигналов, сигналы с АМ обладают более низкой помехоустойчивостью.

Используя переменные «время-частота», можно получить разнообразный набор сигналов и методов отправления информации.

Так, если линия имеет полосу пропускания $\Delta F_л$, а интервал создания элементов источником информации $T\ll 1/\Delta F_л$, то возможно или частотное, или временно́е уплотнение линии. В первом случае к линии присоединяются несколько источников информации, работающих каждый при своем наборе сигналов, спектры которых практически не перекрываются. Во втором случае на

интервале T каждому сообщению отводится интервал $T_c \ll T$ для передачи дискретных сигналов, которые практически не перекрываются во времени (см. гл. IV).

Интересный способ расположения сигналов во время-частотной области используется в системах со сменой частот («скачками») сигналов, причем в многоканальных системах «скачки» могут осуществляться в каждом канале независимо друг от друга. Этот способ может использоваться для «выравнивания» условий передачи по разным каналам, если условия передачи (помехи, искажения) изменяются во времени и различны на разных участках частоты. Он может также использоваться для затруднения приема информации нежелательному получателю (не знающему закон смены частот).

Если в заданной линии с полосой пропускания $\Delta F_л$ имеется единственный источник информации, то целесообразно использование предельно длительных сигналов с предельно большой полосой $\Delta F_c = \Delta F_л$, так чтобы $\Delta f_c T_c \gg 1$. Удлинение сигналов позволяет снизить среднюю мощность передатчика без изменения его энергии. Расширение полосы сигналов уменьшает воздействие данной системы на другие системы с сигналами, полоса которых $\Delta f \ll \Delta F_л$. Кроме того, как будет показано ниже, широкополосные сигналы ($\Delta f_c T_c \gg 1$) являются эффективным средством повышения помехоустойчивости в линиях со случайно изменяющимися свойствами.

Следует, однако, отметить, что в подавляющем большинстве реальных устройств используются бинарные сигналы вследствие простоты реализации технических средств отправления и приема информации.

Глава II

ОСНОВЫ ТЕОРИИ ОПТИМАЛЬНОГО РАСПОЗНАВАНИЯ НЕИСКАЖЕННЫХ ЛИНИЙ СИГНАЛОВ

2.1. Оптимальный прием. Теорема Байеса

Сначала предположим, что линия не вносит никаких изменений в форму сигналов, кроме добавления помехи и, возможно, ослабления, величина которого постоянна и, следовательно, может быть измерена и учтена. Тогда на вход приемного устройства поступают колебания

$$y(t) = s(t, m_l) + n(t),$$

$$kT_c < t < (k+1)T_c, \qquad (2.1)$$
$$k = 0, 1, 2, \ldots,$$

где $s(t, m_i)$ — один из возможных (из известного множества) сигналов, $n(t)$ — реализация случайной помехи. Получив на очередном интервале длительностью T_c реализацию (2.1), приемное устройство должно вынести решение о том, какой из сигналов присутствует на заданном интервале. Следует обратить внимание на то, что *необходимо определить номер сигнала, а не воспроизводить его форму*. Сформулированная задача называется задачей распознавания. В частности, при бинарном кодировании необходимо различать только два сигнала. Если один из них тождественно равен нулю («амплитудная манипуляция»), то необходимо обнаруживать наличие первого сигнала или его отсутствие в последовательных интервалах длительностью T_c. В этом случае задача распознавания именуется задачей обнаружения. Из-за наличия помех безошибочное распознавание, очевидно, невозможно. Наибольшее, что может сделать приемник,— это указать (вычислить) вероятности присутствия в заданной реализации $y(t)$ каждого из возможных сигналов. Дело получателя — установить правило вынесения однозначного решения. Обычно принимают, что присутствует тот сигнал, вероятность которого наибольшая.

Распознавание сигналов можно в принципе производить различными способами с помощью различных приемников. Разные способы будут характеризоваться различными вероятностями ошибок распознавания. Среди множества способов существует (как показывает теория) один, обладающий минимальной вероятностью ошибок. Этот способ и соответствующий ему приемник называются *оптимальными*.

Математическая теория позволяет отыскать алгоритм работы оптимального приемника.

В основе оптимального приемника и, в частности, распознавания лежит теорема Байеса. Она связывает вероятности причин и следствий. Пусть некоторое явление, которое назовем «причиной», может принимать пронумерованные исходы $П_1$, $П_2$, ..., $П_i$, ... с вероятностями $P(П_1)$, $P(П_2)$, ..., $P(П_i)$, ... Каждое значение причины может вызывать следствия C_1, C_2, ..., C_j, ... Следствия случайны. Их вероятности зависят от того, какая из

причин Π_i их вызывает. Таким образом, ситуация описывается набором (матрицей) вероятностей:

$$P(C_1|\Pi_1),\quad P(C_2|\Pi_1),\ldots,\quad P(C_j|\Pi_1),\ldots$$
$$P(C_1|\Pi_2),\quad P(C_2|\Pi_2),\ldots,\quad P(C_j|\Pi_2),\ldots$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$
$$P(C_1|\Pi_i),\quad P(C_2|\Pi_i),\ldots,\quad P(C_j|\Pi_i),\ldots$$
$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

При этом, конечно, можно вычислить вероятности следствий независимо от действовавшей причины. По теореме о полной вероятности

$$P(C_j)=\sum_i P(\Pi_i)\,P(C_j|\Pi_i). \qquad (2.2)$$

В ряде задач, в том числе при распознавании дискретных сигналов, задача состоит в том, чтобы, наблюдая конкретно появившееся следствие C_j, указать вызвавшую его причину Π_i. Очевидно, наибольшее, что можно сделать,— это определить *вероятности* действия всех возможных причин, т. е. $P(\Pi_i|C_j)$, где C_j — *заданное* следствие. Согласно теореме Байеса

$$P(\Pi_i)\,P(C_j|\Pi_i)=P(C_j)\,P(\Pi_i|C_j),$$

откуда с учетом (2.2)

$$P(\Pi_i|C_j)=\frac{P(\Pi_i)\,P(C_j|\Pi_i)}{P(C_j)}=\frac{P(\Pi_i)\,P(C_j|\Pi_i)}{\sum_i P(\Pi_i)\,P(C_j|\Pi)}. \qquad (2.2a)$$

Входящие в (2.2а) вероятности носят особые названия:

$P(\Pi_i)$ — априорные вероятности причин; $P(\Pi_i|C_j)$ — апостериорные (или условные) вероятности причин (при *заданном* следствии); $P(C_j)$ — безусловные вероятности следствий; $P(C_j|\Pi_i)$ — условные вероятности следствий или *правдоподобия причин*.

В уравнении (2.2а) все вероятности в правой части должны быть известны. Тогда, получив очередное следствие C_j, можно вычислить апостериорные вероятности всех причин, т. е. $P(\Pi_1|C_j), P(\Pi_2|C_j),\ldots, P(\Pi_i|C_j),\ldots$. Теория показывает, что для минимизации вероятности ошибок при многократном «отгадывании» всегда следует

принимать решение в пользу причины с *максимальной* апостериорной вероятностью, если только нет оснований полагать «цены» различных ошибочных решений различными.

2.2. Синтез оптимального приемника распознавания сигналов

В задаче распознавания «причинами» являются поступающие к приемнику сигналы $s(t, m_i)$, вероятности которых равны, очевидно, вероятностям соответствующих элементов m_i. «Следствиями» же являются реализации $y(t)$ суммы сигнала и помехи. Количественное описание ситуации производится путем рассмотрения векторов соответствующих колебаний: вместо сигналов $s(t, m_i)$ будем оперировать однозначно соответствующими им векторами $\mathbf{s}_i = (a_{i1}, a_{i2}, ..., a_{iN})$, а вместо реализаций $y(t)$ — векторами $\mathbf{y} = (y_1, y_2, ..., y_j, ..., y_N)$, получаемыми в соответствии с (1.7), так что

$$y_j = \int_0^{T_c} y(t)\, C_j dt = a_{ij} + \Delta_j. \qquad (2.3)$$

Тогда в соответствии с теоремой Байеса (2.2а)

$$P(\mathbf{s}_i \mid \mathbf{y}) = \frac{P(\mathbf{s}_i) \cdot P(\mathbf{y} \mid \mathbf{s}_i)}{P(\mathbf{y})}. \qquad (2.4)$$

Получив конкретную реализацию $y(t)$ и вычислив соответствующий ей вектор $\mathbf{y}$, необходимо вынести решение в пользу того сигнала, для которого $P(\mathbf{s}_i \mid \mathbf{y})$ максимально. Так как знаменатель (2.4) от номера i не зависит, то решающее правило следует определить так:

$$R = \max_i P(\mathbf{s}_i)\, P(\mathbf{y} \mid \mathbf{s}_i) = \max_i P(m_i)\, P(\mathbf{y} \mid \mathbf{s}_i). \qquad (2.5)$$

Следует обратить внимание, что в этих выражениях $P(\mathbf{y} \mid \mathbf{s}_i)$ есть плотности вероятностей, так как компоненты вектора $\mathbf{y}$ являются непрерывными случайными величинами.

В выражениях (2.4) и (2.5) вероятности элементов m_i, $P(m_i)$ заданы. Следовательно, необходимо определить лишь правдоподобия $P(\mathbf{y} \mid \mathbf{s}_i)$. Так как

$$\mathbf{y} = \mathbf{s}_i + \mathbf{n},$$

то вероятность (плотность вероятности) некоторого значения $\mathbf{y}=\mathbf{y}_k$ в точности такая же, как вероятность того, что вектор помехи $\mathbf{n}=\mathbf{n}_k=\mathbf{y}_k-\mathbf{s}_i$. Отсюда следует, что если $P_{\text{п}}(\mathbf{n})$ — плотность вероятности вектора помехи, то

$$P(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{s}_i)=P_{\text{п}}(\mathbf{y}-\mathbf{s}_i\,|\,\mathbf{s}_i)=P_{\text{п}}(\mathbf{y}-\mathbf{s}_i). \qquad (2.6)$$

Последний переход справедлив, потому что сигналы и помехи — независимые процессы.

Для дальнейших вычислений необходимо конкретизировать вид помех. В большинстве случаев имеют место нормальные (гауссовы) помехи. В этом случае компоненты вектора $\mathbf{n}=(n_1, n_2, \ldots, n_j, \ldots, n_N)$ распределены по нормальному закону:

$$P_{\text{п}}(n_j)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}}\,e^{-n_j^2/2\sigma^2}, \qquad (2.7)$$

где σ^2 — дисперсия распределения.

Если же помехи имеют равномерное распределение энергии по спектру (с постоянной спектральной плотностью N_0), то компоненты вектора $\mathbf{n}$ становятся независимыми случайными величинами. Тогда

$$P_{\text{п}}(n_1, n_2, \ldots, n_N)=\prod_{j=1}^{N} P_{\text{п}}(n_j)=$$

$$=\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N/2}}\exp\left\{-\frac{1}{2\sigma^2}\sum_{j=1}^{N} n_j^2\right\}. \qquad (2.8)$$

Отметим, что $\Sigma n_j^2=|\mathbf{n}|^2$ есть квадрат длины вектора помехи. Следовательно, в соответствии с (2.6)

$$P(\mathbf{y}\,|\,\mathbf{s}_i)=\frac{1}{(2\pi\sigma^2)^{N/2}}\exp\left\{-\frac{|\mathbf{y}-\mathbf{s}_i|^2}{2\sigma^2}\right\}. \qquad (2.9)$$

Отбросив величины, не зависящие от номера сигнала i, решающее правило (2.5) представим в виде

$$R=\max_i P(m_i)\exp\left\{-\frac{|\mathbf{y}-\mathbf{s}_i|^2}{2\sigma^2}\right\}. \qquad (2.10)$$

Приемник, работающий по правилу (2.10), называется байесовским или приемником *максимальной апостериорной вероятности*. Если априорные вероятности $P(m_i)$ одинаковы (или принимаются таковыми), то решающее

правило упрощается:

$$R' = \max_i \exp\left\{-\frac{|\mathbf{y}-\mathbf{s}_i|^2}{2\sigma^2}\right\}. \qquad (2.11)$$

Соответствующий приемник называется приемником *максимального правдоподобия.*

В дальнейшем для упрощения предположим, что $P(m_1)=P(m_2)=\ldots=P(m_M)=1/M$. Тогда множители $P(m_i)$ в (2.10) оказываются несущественными при максимизации по i. Правило (2.10) при этом эквивалентно

$$R = \min_i |\mathbf{y}-\mathbf{s}_i|^2 = \min_i \left(\sum_j y_j^2 - 2\sum_j y_j a_{ij} + \sum_j a_{ij}^2\right). \qquad (2.12)$$

В (2.12) первое слагаемое не зависит от i. Последнее слагаемое, как можно убедиться, пропорционально энергии i-го сигнала. Если энергии всех сигналов одинаковы (что обычно имеет место), то оно также не зависит от номера i. Следовательно, решающее правило упрощается до

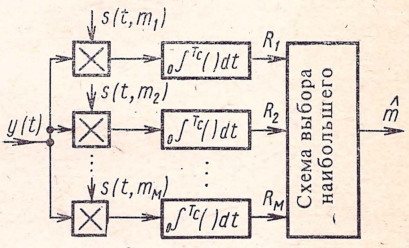


Рис. 2.1. Функциональная схема корреляционного приемника

$$R = \max_i \sum_{j=1}^{N} y_j a_{ij}. \qquad (2.13)$$

Выражение (2.13) уже определяет структуру приемного устройства. Однако его можно упростить, если учесть, что

$$\sum_{j=1}^{N} y_i a_{ij} = \int_0^{T_c} y(t)\, s(t,\ m_i)\, dt. \qquad (2.14)$$

Тогда окончательно

$$R = \max_i \int_0^{T_c} y(t)\, s(t,\ m_i)\, dt. \qquad (2.15)$$

Функциональная схема, реализующая найденную последовательность операций, представлена на рис. 2.1.

Показанная структура называется *корреляционным оптимальным приемником*. Из процесса вывода следует, что оптимальный прием предполагает наличие в точке приема генераторов форм сигналов $s(t, m_i)$, тождественных тем, которые имеются на передающей стороне. Кроме того, между работой передатчика и приемника должна иметь место синхронность и синфазность (наличие времени распространения сигналов между передатчиком и приемником в наших выводах игнорировалось).

2.3. Два варианта оптимальных приемников. Приемник на согласованных фильтрах

Решающее правило (2.15) непосредственно определяет структуру оптимального приемника в корреляционном варианте (рис. 2.1). Однако возможен и другой вариант реализации — с помощью согласованных фильтров.

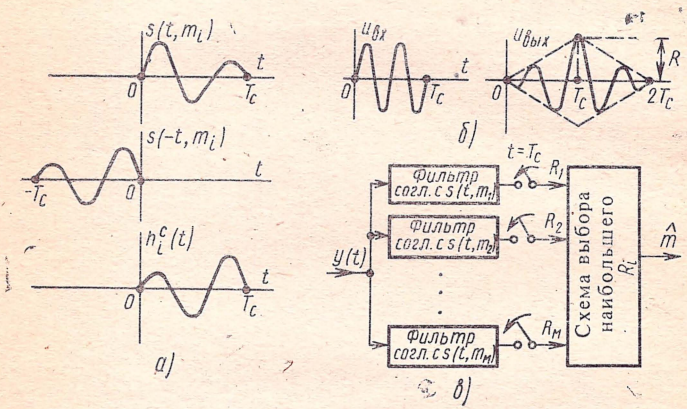


Рис. 2.2. К пояснению принципа согласованной фильтрации

Фильтр называется *согласованным с сигналом*, если его импульсный отклик

$$h_i^c(t) = as(T_c - t,\ m_i), \qquad (2.16)$$

где a — константа, а T_c — длительность сигнала $s(t, m_i)$. Операция (2.16), которую можно назвать *обращением*, показана на рис. 2.2, *а*. Покажем, что колебание на выходе согласованного фильтра в момент $t = T_c$ с точностью до константы равно результату корреляции с образ-

цом сигнала. Действительно,

$$u_{\text{вых}}(t)=\int_0^t u_{\text{вх}}(\tau)\,h^{\text{c}}(t-\tau)\,dt=\int_0^{T_{\text{c}}} y(\tau)\,as(T_{\text{c}}-t+\tau,\ m_l)\,d\tau.$$

В момент $t=T_{\text{c}}$

$$u_{\text{вых}}(T_{\text{c}})=a\int_0^{T_{\text{c}}} y(\tau)\,s(\tau,\ m_l)\,d\tau, \qquad (2.17)$$

что с точностью до константы «a» совпадает с результатом корреляции реализации $y(t)$ с сигналом $s(t,\ m_i)$.

Пример прохождения сигнала в виде отрезка гармонического сигнала через согласованный фильтр показан на рис. 2.2, *б*. Из него видно, что в момент $t=T_{\text{c}}$ напряжение сигнала на выходе достигает максимума. Для помехи такого «пика» не получается. Поэтому согласованный фильтр создает при $t=T_{\text{c}}$ наибольшее возможное отношение «сигнал-помеха». Он полностью заменяет перемножитель и интегратор.

Функциональная схема оптимального приемника на согласованных фильтрах показана на рис. 2.2, *в*. Ключи производят отсчет величин $u_{\text{вых}}(T_{\text{c}})$, которые затем поступают на схему выбора наибольшего значения.

Физика работы согласованного фильтра весьма наглядна. Если $\dot{G}_{\text{s}}(\omega)$ — спектральная функция заданного сигнала, то, с одной стороны,

$$s(t,\ m_l)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty}\dot{G}_{\text{s}}(\omega)\,e^{j\omega t}\,d\omega, \qquad (2.18)$$

а с другой стороны, коэффициент передачи согласованного фильтра

$$\dot{K}_i^{\text{c}}(\omega)=F\left[h_i^{\text{c}}(t)\right]=\int_{-\infty}^{\infty} h_i^{\text{c}}(t)\,e^{-j\omega t}\,dt=e^{-j\omega T_{\text{c}}}\,\dot{G}_{\text{s}}^{*}(\omega), \qquad (2.19)$$

т. е. он с точностью до множителя $e^{-j\omega T_{\text{c}}}$ комплексно сопряжен со спектральной функцией.

Выделим бесконечно малую составляющую сигнала (2.18) на произвольной частоте ω_k в полосе $d\omega$. Ее комп-

лексная амплитуда

$$\dot{U}_{\text{вх}}=\frac{1}{2\pi}\int \dot{G}_{\text{s}}(\omega_k)\,d\omega. \qquad (2.20)$$

Комплексная амплитуда этой составляющей на выходе фильтра

$$\dot{U}_{\text{вых}}=\dot{U}_{\text{вх}}\dot{K}_i^{\text{c}}=\frac{1}{2\pi}\int \dot{G}_{\text{s}}(\omega_k)\,d\omega\,\mathrm{e}^{-j\omega_k T_{\text{c}}}\,\dot{G}_{\text{s}}^{*}(\omega_k)=$$

$$=\frac{1}{2\pi}\int G_{\text{s}}^2(\omega_k)\,\mathrm{e}^{-j\omega_k T_{\text{c}}}\,d\omega,$$

которой соответствует мгновенное значение

$$u_{\text{вых}}(t)=\frac{1}{2\pi}\int G_{\text{s}}^2(\omega_k)\,d\omega\cos(\omega_k t-\omega_k T_{\text{c}}).$$

В момент окончания сигнала ($t=T_{\text{c}}$)

$$u_{\text{вых}}(T_{\text{c}})=\frac{1}{2\pi}\int G_{\text{s}}^2\,d\omega\cos(\omega_k T_{\text{c}}-\omega_k T_{\text{c}}).$$

Отсюда видно, что *все* гармонические составляющие согласованного с фильтром сигнала *складываются* в момент $t=T_{\text{c}}$, создавая «пик», показанный на рис. 2.2, *б*.

2.4. Инженерная реализация согласованного фильтра. Замена согласованного фильтра колебательным контуром, согласованным по полосе

Построение реального фильтра, обладающего заданным импульсным откликом, является задачей теории синтеза линейных цепей. Решение ее не всегда возможно и, как правило, затруднено. Однако для весьма распространенных сигналов в виде отрезков гармонического (косинусоидального) колебания согласованный фильтр может быть реализован сравнительно просто.

Пусть $s(t, m_i)=S_m\cos\omega_i t\cdot\Pi(t)$, причем за время сигнала T_{c} укладывается целое число периодов частоты ω_i (рис. 2.3, *а*). Тогда, как легко проверить,

$$h_i^{\text{c}}(t)=as(t,\ m_i), \qquad (2.21)$$

т. е. отклик согласованного фильтра повторяет форму сигнала.

Рассмотрим далее колебательный контур LC, возбужденный δ-импульсом тока (рис. 2.3). Напряжение на

его выходе (рис. 2.3, *б*)

$$u_{вых}(t) = 1/C \cdot e^{-\alpha t} \cos \omega_p t, \qquad (2.22)$$

где $\alpha = r/2L, \omega_p = 1/\sqrt{LC}$. Если α весьма мало, а $\omega_p = \omega_i$, то на интервале $0 < t < T_c$ колебание (2.22) практически совпадает с импульсным откликом (2.21). Для того, чтобы выходное колебание контура совпало с (2.21) на всем интервале, достаточно погасить колебание контура в момент $t = T_c$, для чего можно использовать короткозамыкающий ключ. Таким образом, схема рис. 2.3, *в* имеет практически такой же отклик, как согласованный фильтр

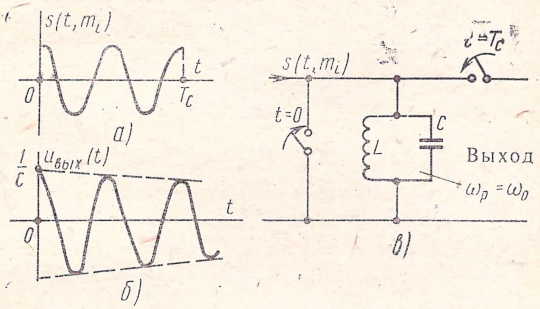


Рис. 2.3. К пояснению реализации согласованного фильтра

(2.21), и поэтому она является реализацией согласованного фильтра для сигнала в форме отрезка косинусоидального колебания.

В большинстве реальных систем передачи дискретной информации согласованные фильтры (даже для простых сигналов в виде отрезков гармонического колебания) в настоящее время не используются. Основной причиной этого является относительная сложность системы и необходимость строго синхронной работы передатчика и приемника. В большинстве случаев используются колебательные контуры, *согласованные с сигналами по полосе*. Если сигнал представляет собой отрезок гармонического колебания длительностью T_c и амплитуды S_m, то при воздействии его на идеальный П-образный фильтр с полосой пропускания $\Delta\omega$ амплитуда напряжения на выходе изменяется по закону

$$U_m = \frac{1}{\pi} S_m \left[\mathrm{Si}\, \frac{\Delta\omega}{2} t - \mathrm{Si}\, \frac{\Delta\omega}{2} (t - T_c) \right],$$

где не учтено появляющееся теоретически «запаздывание», вызванное нереальностью идеального фильтра. Эта амплитуда, как можно определить, достигает максимума

$$U = \frac{2}{\pi} S_m \operatorname{Si} \frac{\Delta\omega T_c}{4}.$$

Среднее же значение амплитуды шума пропорционально корню из полосы фильтра:

$$\bar{U}_ш = k\sqrt{\Delta\omega}.$$

Отношение

$$\frac{U_{m\,max}}{\bar{U}_ш} = k\,\frac{2 \cdot S_m \operatorname{Si}(\Delta\omega T_c/4)}{\sqrt{\Delta\omega}}$$

достигает максимума, как нетрудно определить, при

$$\Delta\omega_{опт} = 8{,}6/T_c \quad \text{или} \quad \Delta f_{опт} = 1{,}37/T_c.$$

Эта полоса является *оптимальной*. Для реальных фильтров в виде колебательных контуров это соотношение остается приблизительно справедливым.

Оптимальное значение полосы не очень критично. Анализ показывает, что при расширении или сужении полосы фильтра в два раза отношение сигнал/помеха (с/п) ухудшается приблизительно на 15%. Не следует, однако, забывать, что если при оптимальной полосе это отношение обеспечивает предельно допустимую вероятность ошибок распознавания, то снижение его на 15% может привести к возрастанию вероятности ошибок на недопустимую величину вследствие нелинейной зависимости P(ош) от отношения с/п.

2.5. Расчет вероятности ошибок при распознавании дискретных сигналов

Рассмотрим решающее правило (2.11), где сделано предположение о равновероятности элементов информации. Из него видно, что R достигнет максимума для того из ожидаемых сигналов $s(t, m_i)$, для которого величина $|y - s_i|$ достигнет минимума. Таким образом, оптимальный приемник, получив реализацию $y(t)$, выносит решение в пользу того сигнала, к которому вектор y окажется ближе всего. Физическим объяснением этого является бо́льшая вероятность малых реализаций помехи (и соответственно малых векторов n).

Правило (2.11), таким образом, делит пространство сигналов на *области сигналов* I_i, состоящие из точек, ближайших к вектору соответствующего сигнала.

Пример. Рассмотрим 4 биортогональных сигнала с векторами:

$$\mathbf{s}_1=(2,\ 0),\quad \mathbf{s}_2=(0,\ 2),\quad \mathbf{s}_3=(-2,\ 0),\ \mathbf{s}=(0,-2).$$

Соответствующие векторы показаны на рис. 2.4, *а*. Соединим прямыми линиями концы векторов и проведем

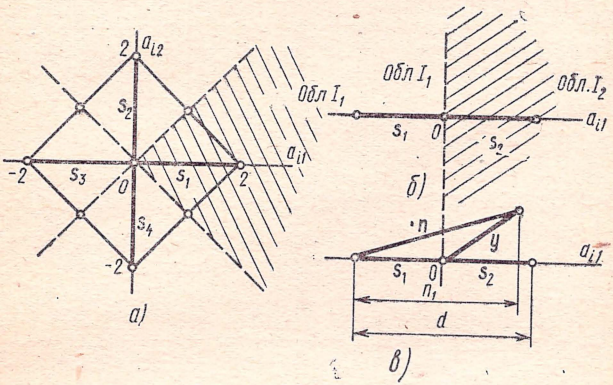


Рис. 2.4. Разделение областей сигналов при геометрическом представлении их

штриховые прямые, проходящие через середины отрезков из начала координат. Легко убедиться, что, например, все точки отштрихованной области I_1 находятся ближе всего к концу вектора сигнала $\mathbf{s}_1$. Поэтому они составляют область I_1 сигнала $s(t, m_1)$. Аналогично определяются области остальных трех сигналов.

Из изложенного следует, что вероятность правильного распознавания элемента m_i равна вероятности попадания вектора $\mathbf{y}$ в область I_i:

$$P(\text{прав}\, m_i)=P(\mathbf{y} \quad \text{в} \quad I_i).$$

Следовательно, вероятность ошибок с учетом передачи всех элементов:

$$P(\text{ош})=1-\sum_{i=1}^{M} P(m_i)P(\mathbf{y} \quad \text{в} \quad I_i). \qquad (2.23)$$

Расчет P(ош) для произвольных сигналов и при произвольном M оказывается весьма сложным и громоздким. Для пояснения метода расчета найдем P(ош) при передаче информации бинарными противоположными сигналами. Векторы и области сигналов I_1 и I_2 показаны на рис. 2.4, *б*. Предположим, что многократно производится отправление первого сигнала. Тогда

$$P(\text{ош} \mid m_1) = P(\text{у} \quad \text{в} \quad I_2).$$

Именно такой случай показан на рис. 2.4, *в*. Вектор у попадает в область I_2, если координата n_2 вектора помехи n превысит величину $\sqrt{E_c}$ (это видно непосредственно из рис. 2.4, *в*):

$$P(\text{ош} \mid m_1) = P\left(n_1 > \frac{d}{2} = \sqrt{E_c}\right).$$

Но координата n_1 помехи есть нормальная случайная величина с нулевым средним и дисперсией $\sigma^2_{n_1} = N_0/2$ (как можно определить). Следовательно, плотность ее вероятности

$$P_{n_1}(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2_{n_1}}} \exp\left\{-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2_{n_1}}\right\} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{N_0}\right).$$

Следовательно,

$$P(\text{ош} \mid m_1) = P\left(n_1 > \frac{d}{2}\right) = \int_{d/2}^{\infty} P_{n_1}(\alpha)\, d\alpha =$$

$$= \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{d/2\sqrt{N_0/2}}^{\infty} e^{-x^2/2}\, dx \qquad (2.24)$$

(последний переход получен элементарной подстановкой переменной). Интеграл

$$\frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} e^{-x^2/2}\, dx = F(z) \qquad (2.25)$$

не берется, однако он хорошо табулирован. Следовательно, с учетом того, что $d/2 = \sqrt{E_c}$, получаем окончательнс

$$P(\text{ош} \mid m_1) = F(\sqrt{2E_c/N_0}). \qquad (2.26)$$

Из-за симметрии картины вероятность ошибок при передаче элемента m_2 выразится такой же формулой. Если же $P(m_1)=P(m_2)$, то

$$P_{\substack{\text{бин}\\ \text{прот}}}(\text{ош})=F(\sqrt{2E_c/N_0}). \qquad (2.27)$$

Если отправление информации производится бинарными *ортогональными* сигналами, то, как видно из геометрической конфигурации векторов, области I_1 и I_2 изменяет свою конфигурацию, однако будут отделяться прямыми линиями. Расстояние между сигналами будет равно не $2\sqrt{E_c}$ (как при противоположных сигналах), а $\sqrt{2E_c}$.

Несложно найти, что

$$P_{\substack{\text{бин.}\\ \text{орт}}}(\text{ош})=F\left(\sqrt{\frac{E_c}{N_0}}\right). \qquad (2.28)$$

Графики, соответствующие выражениям (2.27) и (2.28), приведены на рис. 2.5. Из них и из проделанного анализа следует, что:

а) величина ошибок при оптимальном приеме зависит от отношения энергии сигналов к спектральной плотности помехи и от геометрической конфигурации сигналов;

б) для получения одной и той же вероятности ошибок при противоположных сигналах требуется в два раза меньшая энергия сигналов, чем при ортогональных;

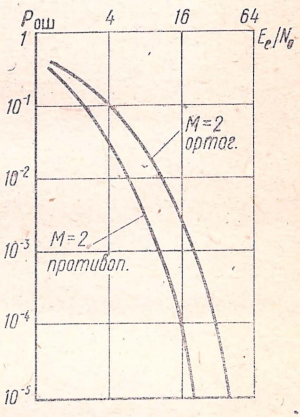


Рис. 2.5. Вероятность ошибок при приеме в неискажающей линии

в) при обоих типах сигналов наблюдается «пороговый эффект»: вероятность ошибок резко снижается после того, как величина E_c/N_0 превышает несколько единиц.

Аналогично рассмотренному найдены вероятности ошибок и при других видах сигналов [2, 5].

Глава III

ПРИЕМ ДИСКРЕТНЫХ СИГНАЛОВ, ПРОШЕДШИХ ИСКАЖАЮЩИЕ ЛИНИИ

3.1. Вводные замечания. Линия, как искажающий четырехполюсник

До сих пор мы предполагали, что линия не вносит в сигналы передатчика $s(t, m_i)$ никаких изменений, кроме, может быть, ослабления их на постоянную величину. Это предположение позволяет понять основные идеи теории, однако в целом оно нереально. Так как линия является реальным линейным четырехполюсником, обладающим определенным импульсным откликом, то она неизбежно вносит изменения в форму сигнала.

Из общего соотношения входного и выходного колебаний линейного четырехполюсника

$$u_{\text{вых}}(t)=\int_{-\infty}^{\infty} u_{\text{вх}}(\tau)\,h(t-\tau)\,d\tau \qquad (3.1)$$

следует, что четырехполюсник не вносит никаких изменений в колебание, лишь если $h(t)=\delta(t)$. Однако даже в простейшем случае отклик реальной линии

$$h_{\text{л}}(t)=a\delta(t-\tau_{\text{з}}),$$

где a — ослабление, а $\tau_{\text{з}}$ — запаздывание. Тогда сигнал на выходе линии

$$s^{\text{в}}(t,\ m_i)=\int_{-\infty}^{t} s(\tau,\ m_i)\,a\delta(t-\tau-\tau_{\text{з}})\,dt=as(t-\tau_{\text{з}},\ m_i),$$

т. е. будет ослаблен и претерпит запаздывание.

Следует различать две существенно различных ситуации. В первом случае импульсный отклик линии не изменяется со временем $h=h(\tau)$, а поэтому вносимые ею искажения в сигналы стабильны во времени. Во втором случае импульсный отклик изменяется с течением времени, $h=h(\tau,\ t)$, а поэтому вносимые ею искажения носят случайный характер.

Нетрудно убедиться, что в первом случае решающее правило не изменится, если производить корреляцию в точке приема с образцами сигналов, преднамеренно

искаженными так же, как искажает линия. Структура оптимального приемника сохраняется.

Во втором случае борьба с искажениями усложняется и требует отдельного рассмотрения.

3.2. Основные случаи искажений, вносимых линией

В случае линии с изменяющимися во времени свойствами

$$s^{в}(t,\ m_i)=\int\limits_{-\infty}^{t} s(\tau,\ m_i)\,h(t-\tau,\ t)\,d\tau, \qquad (3.2)$$

или

$$s^{в}(t,\ m_i)=\frac{1}{2\pi}\int\limits_{-\infty}^{\infty}\dot{G}_s(\omega)\,\dot{K}(\omega,\ t)\,e^{j\omega t}\,d\omega,$$

где $\dot{G}_s(\omega)$ — спектральная функция сигнала, занимающая определенную полосу частот $\Delta\omega_c$; $\dot{K}(\omega, t)$ — коэффициент передачи линии.

Если представить импульсный отклик линии в полосе $\Delta\omega_c$ рядом Котельникова по переменной τ, то из (3.2) можно получить, что

$$s^{в}(t,\ m_i)=\frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\left\{\sum_{k=0}^{\tau_л\Delta f_c} h_k(t)\,s\left(t-k\frac{2\pi}{\Delta\omega_c},\ m_i\right)-\right.$$

$$\left.-\sum_{k=0}^{\tau_л\Delta f_c}\tilde{h}_k(t)\,\tilde{s}\left(t-k\frac{2\pi}{\Delta\omega_c},\ m_i\right)\right\}. \qquad (3.3)$$

Здесь: $h_k(t)$ — k-я выборка по τ из отклика $h(\tau, t)$, $\tilde{h}_k(t)$ — k-я выборка из сопряженного отклика $\tilde{h}(\tau, t)$, $\tau_л$ — длительность импульсного отклика линии, $\tilde{s}(t, m_i)$ — сопряженное значение сигнала $s(t, m_i)$.

Из (3.3) видно, что влияние линии в общем случае сводится к появлению запаздывающих на время $k2\pi/\Delta\omega_c$ сигналов $s(t, m_i)$ и сопряженных им колебаний $\tilde{s}(t, m_i)$, домноженных соответственно на $h_k(t)$ и $\tilde{h}_k(t)$. Количество запаздывающих сигналов определяется произведением $\Delta f_c\tau_л$.

Сигналы, для которых $\Delta f_c\tau_л\sim 1$, назовем *узкополосными* относительно линии (при этом $\Delta f_c T_c$ может быть

$\gg 1$, т. е. сигналы могут быть широкополосными в спектральном смысле). В этом случае в суммах (3.3) останется по одному слагаемому. Поэтому, если сигнал на входе линии

$$s(t,\ m_i)=S(t)\cos[\omega_0 t+\varphi(t)],$$

то

$$s^{в}(t,\ m_i)=\frac{2\pi}{\Delta\omega_c}h_0(t)S(t)\cos[\omega_0 t+\varphi(t)]-$$

$$-\frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\tilde{h}_0(t)S(t)\sin[\omega_0 t+\varphi(t)]=$$

$$=K(t)S(t)\cos[\omega_0 t+\varphi(t)-\beta(t)], \qquad (3.4)$$

где $K(t)=\frac{2\pi}{\Delta\omega_c}\sqrt{h_0^2+\tilde{h}_0^2}$, $\beta(t)=\operatorname{arctg}\frac{\tilde{h}_0}{h_0}$ —

модуль коэффициента передачи линии и вносимый ею сдвиг фаз соответственно.

В рассматриваемом случае узкополосных сигналов (относительно линии) целесообразно выделить следующие основные варианты.

1. Параметры K и β постоянны и известны в точке приема. В этом случае их можно скомпенсировать в точке приема (или передачи).

2. Сдвиг фаз β — медленная случайная функция, практически постоянная на интервалах длительностью T_c. Этот случай называется приемом при неизвестной начальной фазе.

3. Модуль K и сдвиг фаз β — медленные случайные функции, практически постоянные на интервалах длительностью T_c. Этот случай называется приемом при неизвестной амплитуде и начальной фазе.

Сигналы, для которых $\Delta f_c \tau_л \gg 1$, называются *широкополосными относительно линии*. В этом случае сигналы на выходе могут существенно отличаться от входных (они даются выражением (3.3). Такие линии называются *многолучевыми*.

Физическую причину появления нескольких слагаемых в выходном колебании линии наглядно можно пояснить на примере создания канала связи путем отражения высокочастотных волн от ионосферы. Ионосфера — совокупность неоднородных областей с повышенной и пониженной концентрацией электронов («облаков»). Колебание в точке приема складывается из отражений

от различных «облаков», приобретая различные (произвольные) амплитуды и запаздывания. Эти составляющие являются *физическими лучами*. В математическом выражении (3.3) слагаемые, запаздывающие на интервалы $k2\pi/\Delta\omega_c$, можно назвать *моделирующими лучами*.

3.3. Прием сигналов в линиях, вносящих случайное ослабление и сдвиг фазы

Если $h_{\text{л}}(t) = a\delta(t)$, то в соответствии с (3.1) будет получен $s^{\text{в}}(t, m_i) = as(t, m_i)$. Таким образом, величина a является ослаблением сигналов. Пусть a — медленно изменяющаяся случайная величина, практически постоянная на интервалах длительностью T_c. Если бы a было постоянной (и известной) величиной, то мы имели бы случай приема точно известных сигналов с решающим правилом

$$R = \max_i P(s_i) P(\mathrm{y} \mid \mathrm{s}_i,\ a). \tag{3.5}$$

При случайном a наилучшей стратегией обработки сигналов является усреднение результата по закону распределения a, $P_a(\alpha)$. При равновероятных сигналах в соответствии с теорией § 2.2

$$R = \max_i \int_0^{T_c} P(\mathrm{y} \mid \mathrm{s},\ \alpha) P_a(\alpha)\, d\alpha. \tag{3.6}$$

Из соотношения (3.6) следует, что структура оптимального приемника останется прежней (корреляционный и фильтровой варианты приемника). Вероятность же ошибок при прочих равных условиях возрастает. Действительно, при $a = \mathrm{const} = 1$ выражения для $P(\text{ош})$ в зависимости от вида сигналов определяются соотношениями (2.27) и (2.28). Следовательно, при $a = \mathrm{var}$, например, для противоположных сигналов

$$P_{\substack{\text{бин.} \\ \text{прот}}}(\text{ош}) = \overline{F(a\sqrt{2E_c/N_0})} = \int_0^{\infty} F(\alpha\sqrt{2E_c/N_0})\, P_a(\alpha)\, da. \tag{3.7}$$

Обычно $P_a(\alpha)$ аппроксимируется законом Релея. Интеграл (3.7) точно не берется, однако можно найти, что

$$P_{\substack{\text{бин.} \\ \text{прот}}}(\text{ош}) \geqslant F(\bar{a}\sqrt{2E_c/N_0}). \tag{3.8}$$

Физическая причина увеличения вероятности ошибок ясна: возрастание a (и следовательно, энергии сигналов) приводит к некоторому уменьшению вероятности ошибок, однако падение a (и энергии сигналов) приводит к более значительному возрастанию этой вероятности вследствие отмеченного выше «порогового эффекта» (нелинейной зависимости $P(\text{ош})$ от E_c/N_0).

Рассмотрим далее случай, когда линия вносит в сигналы случайный сдвиг начальной фазы (имеющий место в подавляющем числе реальных случаев). При этом если

$$s(t,\ m_i)=S(t)\cos\omega_i t,$$

то

$$s^{\text{в}}(t,\ m_i)=S(t)\cos(\omega_i t-\theta). \qquad (3.9)$$

Выходные сигналы (3.9) можно представить в виде двух составляющих со случайными амплитудами, но постоянными фазами:

$$s^{\text{в}}(t,\ m_i)=S(t)\cos\theta\cos\omega_i t-S(t)\sin\theta\sin\omega_i t=$$
$$=aS(t)\cos\omega_i t+bS(t)\sin\omega_i t, \qquad (3.10)$$

где a и b могут, очевидно, в отличие от предыдущего случая принимать и положительные, и отрицательные значения. Из (3.10) видно, что канал доставляет в точку приема две составляющие сигнала: косинусоидальную и синусоидальную. Подробный анализ этого случая громоздок (требуется усреднение по обеим случайным переменным a и b). Однако результат достаточно очевиден. Решающее правило получается в виде [1]

$$R=\max_i\left[\left(\int_0^{T_c} y(t)S(t)\cos\omega_i t dt\right)^2+\left(\int_0^{T_c} y(t)S(t)\sin\omega_i t dt\right)^2\right]. \qquad (3.11)$$

Из него следует, что оптимальный приемник производит корреляцию принятой реализации $y(t)$ с образцами обоих слагаемых сигнала (3.10). Возведение результатов в квадраты перед сложением и выбором максимума вызвано тем, что величины «a» и «b» могут иметь и положительные, и отрицательные значения.

Функциональная схема, соответствующая алгоритму (3.10) при $M=2$, приведена на рис. 3.1, a. Его можно реализовать и с помощью согласованных фильтров

(рис. 3.1, *б*). В отличие от схемы рис. 2.2, *в* здесь содержатся *детекторы огибающих* выходных колебаний согласованных фильтров, после которых и производится отсчет. Физика процессов также ясна: если на вход согласованного с сигналом $s(t, m_i)$ фильтра подать сдвинутый по фазе сигнал, то в силу линейности фильтра произойдет запаздывание и на выходе фильтра. Поэтому отсчет в момент $t=T_c$ (рис. 2.2, *б*) не совпадает с максимумом напряжения. В силу случайности сдвига наилучшей стра-

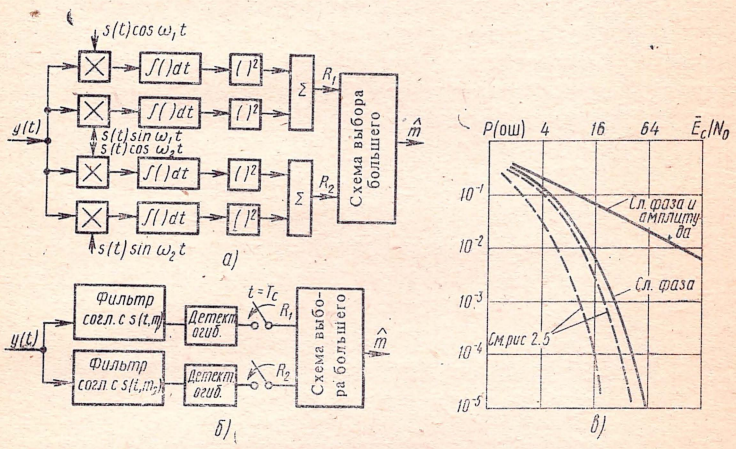


Рис. 3.1. Функциональные схемы приемника и вероятность ошибок

тегией оказывается отсчет амплитуды, а не мгновенного значения колебания.

Сравним случаи приема сигналов при отсутствии случайной фазы (т. е. точно известных по форме сигналов) и при наличии случайной фазы. Первый случай принято называть *когерентным*, а второй — *некогерентным* приемом (именно этот случай чаще всего имеет место на практике).

При когерентном приеме (и ортогональных сигналах передатчика) P(ош) дается соотношением (2.28). При некогерентном приеме оказывается, что [5]

$$P_{\substack{\text{бин.}\\ \text{неког}}}(\text{ош}) = \frac{1}{2} e^{-E_c/2N_0}. \qquad (3.12)$$

Для более наглядного сравнения используем оценку

$$P_{\substack{\text{бин.}\\ \text{ког}}}(\text{ош}) = F(\sqrt{E_c/N_0}) < \frac{1}{\sqrt{2\pi E_c/N_0}} e^{-E_c/2N_0}.$$

Тогда

$$P_{\substack{\text{бин.}\\ \text{ког}}}(\text{ош}) / P_{\substack{\text{бин.}\\ \text{неког}}}(\text{ош}) < 1/\sqrt{2\pi E_c/N_0}.$$

Отсюда видно, что при сильных сигналах ($E_c/N_0 \gg 1$) выигрыш не велик.

В более общем случае линия вносит как случайную амплитуду, так и случайную фазу. Вероятность ошибок от этого увеличивается, так как оба рассмотренных фактора действуют независимо. Вероятность ошибок при распознавании бинарных ортогональных сигналов [5]

$$P_{\substack{\text{фаз.}\\ \text{ампл}}}(\text{ош}) = \frac{1}{2} \frac{2N_0/\bar{E}_c}{1 + 2N_0/\bar{E}_c}, \qquad (3.13)$$

где $\bar{E}_c$ — среднее значение энергии принимаемых сигналов. Кривые P (ош), соответствующие рассмотренным случаям, приведены на рис. 3.1, *в*.

3.4. Ориентировочный порядок расчета линии передачи дискретной информации

В наиболее общем случае можно считать заданными: алфавит сообщения M (элементы которого считаются равновероятными), требуемую скорость передачи элементов V, эл/с, и допустимую вероятность ошибок на элемент P(ош). Обычно известен или должен быть определен уровень помех N_0.

В этом случае основные параметры системы передачи можно рассчитать в следующем порядке.

1. Определяем допустимое время на передачу одного элемента

$$T_{\text{эл}} = 1/V_c.$$

2. Выбираем вид кодирования (бинарное, M-арное, безызбыточное или избыточное). Действительно обоснованный выбор крайне сложен, так как требует учета не только технических, но и экономических факторов (допустимой сложности аппаратуры, ее надежности, стоимости). В настоящее время имеется тенденция использования бинарного кодирования — безызбыточного или

избыточного (с дополнительными проверочными позициями). Предположим, что мы остановились на первом варианте. Тогда определяем позиционность кода n из соотношения

$$2^n \geqslant M.$$

3. Определяем предельную длительность бинарных сигналов:

$$T_c \leqslant T_{эл}/n = 1/Vn.$$

4. Выбираем вид (геометрическую конфигурацию) сигналов. Из рассмотрения гл. 1 следует, что в нашем случае возможен выбор из противоположных и ортогональных сигналов. В канале, не вносящем случайные параметры, предпочтительнее первые. В реальных каналах чаще используют ортогональные, точнее, почти ортогональные сигналы, описанные в § 1.5.

5. По заданной P(ош) на элемент и числу позиций в коде определяем допустимую вероятность ошибок P_1 на один бинарный сигнал. Из теоремы о совмещении событий (в предположении независимости ошибок)

$$P(\text{ош}) = 1 - (1 - P_1)^n,$$

откуда определяется величина P_1.

6. По найденной P_1, выбранному виду бинарных сигналов и графикам зависимости вероятности ошибок от E_c/N_0 определяем допустимое (минимальное) значение $(E_c/N_0)_{доп}$.

7. По найденной $(E_c/N_0)_{доп}$ и заданной величине N_0 определяем $(E_c)_{доп}$.

8. По найденной величине $(E_c)_{доп}$ и известной длительности сигналов определяем требуемую среднюю мощность сигналов в точке приема:

$$P_c = \frac{(E_c)_{доп}}{T_c}.$$

Зная затухание, вносимое линией (β, дБ/км), и длину линии l, можно определить среднюю требуемую мощность передатчика:

$$P_{пер} = P_c \cdot 10^{\beta l}.$$

Проведенный расчет дает, как правило, заниженную требуемую мощность вследствие предположения об оптимальности приемника, полном согласовании элементов тракта и отсутствии потерь энергии. В реальной ситуа-

ции делается 1,5÷2-кратный запас и производятся экспериментальная проверка или моделирование.

9. Выбираем тип физической линии и форму сигналов (средние частоты, огибающие). Задача такого «выбора» в большинстве случаев является надуманной, так как тип линии обычно является заданным, исходя из других соображений (стоимости, удобства и др.). В случае двухпроводной линии (кабеля) и при выборе противоположных сигналов можно использовать П-образные положительные и отрицательные импульсы. При выборе ортогональных (почти ортогональных) сигналов последние обычно являются отрезками гармонического колебания частот ω_1 и ω_2 с П-образными огибающими. Такие же сигналы используются и при создании многоканальности с помощью частотного уплотнения.

В соответствии с § 1.5 разнос частот почти ортогональных сигналов

$$\omega_1 - \omega_2 \geqslant 2\pi/T_c.$$

Полоса частот, занимаемая каждым из бинарных сигналов, $\Delta\omega_c$ имеет порядок также $2\pi/T_c$. Таким образом, грубо говоря, требуемая полоса пропускания линии составит $2 \cdot 2\pi/T_c$. Следует иметь в виду, что в реальных условиях многоканальных систем требуемая полоса определяется с учетом условий на допустимое взаимное влияние каналов (из-за несовершенства фильтров).

3.5. Относительное кодирование, как способ борьбы со случайной начальной фазой сигналов

Рассмотренный до сих пор способ кодирования бинарных элементов в сигналы по логике $m_i \rightarrow s(t, m_i)$, где $i=1$ или 2, можно назвать прямым кодированием. Однако возможен другой способ, при котором каждому элементу сопоставляется смена сигналов. Практическое распространение получил способ, называемый *относительной фазовой телеграфией* (ОФТ), при этом используются два противоположных сигнала $s(t, m_1)$ и $s(t, m_2) = -s(t, m_1)$ в виде отрезков гармонического колебания. Если на i-м интервале требуется отправить элемент m_1, то повторяется сигнал, отправленный на $(i-1)$-м интервале. Если же отправляется элемент m_2, то отправляется сигнал, противоположный сигналу $(i-1)$-го интервала. В начале передачи необходимо от-

править начальный сигнал (один из бинарных), относительно которого производится кодирование первого элемента отправляемой информации.

Сущность приема сигналов ОФТ состоит в определении того, сохранилась ли начальная фаза в двух смежных сигналах или изменилась. Для этого достаточно произвести операцию вычисления величины

$$R = \int_{T_c}^{2T_c} y_2(t)\, y_1(t - T_c)\, dt$$

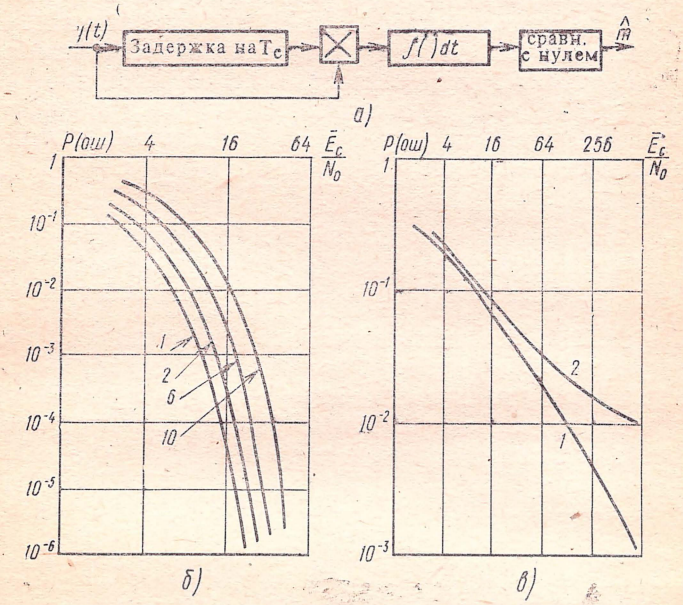


Рис. 3.2. Прием по методу ОФТ

(где $y_1(t)$ и $y_2(t)$ — реализации суммы сигналов и помехи на интервалах $0 \div T_c$ и $T_c \div 2T_c$ соответственно) и сравнить R с нулем (рис. 3.2, *а*). При передаче элемента m_1 величина R (чаще всего) будет больше нуля, при передаче m_2 меньше нуля. В инженерных схемах интегратор заменяется фазовым детектором.

Для определения вероятности ошибок необходимо найти закон распределения величины R и вычислить вероятность того, что $R > 0$.

На рис. 3. 2, *б* приведены кривые зависимости P(ош) от E_c/N_0 в канале, не вносящем случайных параметров при разных значениях «базы» сигналов $B=\Delta f_c T_c$. На рис. 3.2, *в* приведены кривые P(ош) в однолучевом канале с медленно изменяющимися амплитудой и начальной фазой. Кривая *1* относится к случаю, когда параметры изменяются очень медленно (в двух смежных интервалах T_c они одинаковы). Кривая *2* относится к случаю, когда эта скорость конечная, так что $\Delta f_{кан} T_c = 0{,}1$ ($\Delta f_{кан}$ — ширина энергетического спектра параметров $h_0(t)$ и $h_0(t)$).

Из рис. 3.2, *б* видно, что расширение полосы частот при ОФТ в неискажающем канале нецелесообразно. Из рис. 3.2, *в* видно, что при убыстрении скорости изменения параметров P(ош) возрастает (и остается конечной даже при $E_c/N_0 \to \infty$). Из сравнения рисунков видно, что появление случайных параметров существенно повышает вероятность ошибок.

3.6. Прием сигналов в каналах с быстро изменяющимися параметрами. Прием при неравномерных по спектру помехах

До сих пор предполагалось, что в интервалах T_c параметры линии $h_0(t)$ и $\tilde{h}_0(t)$ постоянны. Если это не имеет места (велика длительность сигналов или быстро флюктуируют параметры), то из (3.3) для узкополосных относительно линии сигналов получим

$$y(t)=\frac{2\pi}{\Delta\omega_c} h_0(t)\, s(t,\ m_l) - \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} \tilde{h}_0(t)\, \tilde{s}(t,\ m_l) + n(t), \tag{3.14}$$

где существенно, что $h_0(t)$ и $\tilde{h}_0(t)$ — функции времени, а не числа. Если эти функции разложить в ортогональные ряды со случайными коэффициентами (по которым необходимо произвести усреднение), то можно получить в предположении почти ортогональных сигналов алгоритм работы оптимального приемника:

$$R=\max_l \int_0^{T_c} \left[\int_0^t y(\tau)\, h_\Phi^l(t-\tau)\, d\tau\right]^2 dt. \tag{3.15}$$

Внутренний интеграл описывает прохождение $y(t)$ через фильтры, настроенные на средние частоты сигна-

лов (полоса их определяется скоростью изменения параметров линии). Внешний интеграл — вычисление энергий реализаций. В целом такой способ приема можно назвать *энергетическим*. Его функциональная схема приведена на рис. 3.3.

До сих пор мы предполагали, что спектр помех $N(\omega)$ постоянен в полосе сигналов, так что $N(\omega)=N_0/2=\text{const}$. Для узкополосных в спектральном смысле сигналов ($\Delta f_c T_c \sim 1$) это практически всегда имеет место. При широкополосных сигналах ($\Delta f_c T_c \gg 1$) помеха часто не мо-

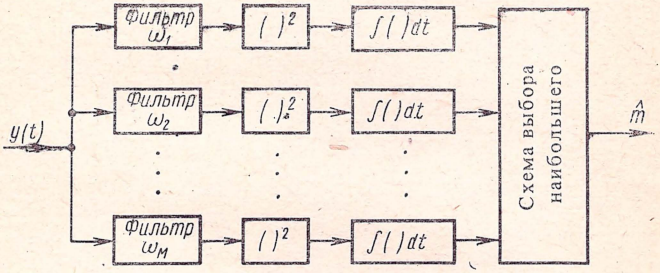


Рис. 3.3. Энергетический приемник

жет считаться равномерной. В этом случае можно построить близкий к оптимальному приемник, разделив полосу сигнала Δf_c на малые участки, в пределах которых $N(\omega)$ можно считать постоянной [2].

3.7. Прием сигналов с оценкой случайных параметров, вносимых линией. Адаптивный прием

Откажемся теперь от предположения, что случайные параметры h_0 и $\tilde{h}_0$, вносимые линией, не могут быть уточнены, и наибольшее, что можно сделать в рассматриваемой ситуации,— произвести усреднение по их априорному распределению. Однако если параметры изменяются медленно, то на отрезке времени ($-nT_c \div 0$) при $n \gg 1$, предшествующему отрезку вынесения решения ($0 \div T_c$), можно произвести измерение (точнее оценку) параметров h_0 и $\tilde{h}_0$ и, таким образом, определить конкретный уровень искажений, внесенных линией.

Нетрудно убедиться, что, получив последовательность реализаций вида (3.14), т. е. $Y(t)$, можно найти оценки параметров h_0 и $\tilde{h}_0$ путем операций:

$$\hat{h}_0 = \frac{\Delta\omega_c}{2\pi} \int_{-nT_c}^{0} Y(t) S(t)\, dt,$$

$$\tilde{\hat{h}}_0 = \frac{\Delta\omega_c}{2\pi} \int_{-nT_c}^{0} Y(t) \tilde{S}(t)\, dt, \qquad (3.16)$$

где $S(t)$ — последовательность сигналов, содержащихся в реализации на интервале $(-nT_c \div 0)$. Параметры h_0 и $\tilde{h}_0$ будут разделимы из-за ортогональности сигналов

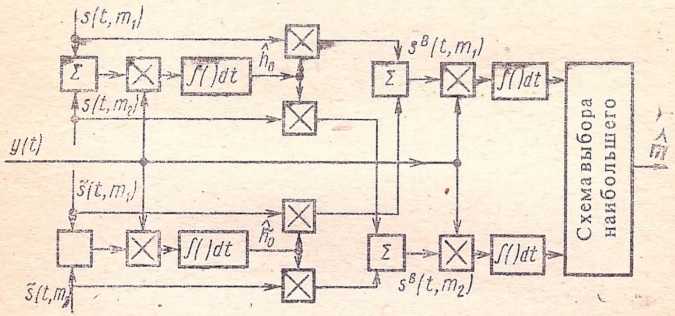


Рис. 3.4. Приемник с оценкой случайных параметров

$s(t, m_i)$ и $\tilde{s}(t, m_i)$. Так как интегрирование производится на отрезках $nT_c \gg T_c$, то точность оценок может быть весьма высокой.

Оценив h_0 и $\tilde{h}_0$, можно построить «образцы» искаженных сигналов по правилу

$$s^{в}(t,\ m_i) = \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} \hat{h}_0 s(t,\ m_i) - \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} \tilde{\hat{h}}_0 \tilde{s}(t,\ m_i), \qquad (3.17)$$

а затем произвести корреляцию с ними принятой реализации на интервале $(0 \div T_c)$. Со временем все операции постепенно смещаются на последующие интервалы. Подробный вывод дает следующий алгоритм работы приемника:

$$R = \max_i \int_0^{T_c} y(t) \frac{2\pi}{\Delta\omega_c} \left[\hat{h}_0 s(t,\ m_i) - \tilde{\hat{h}}_0 \tilde{s}(t,\ m_i)\right] dt. \qquad (3.18)$$

Функциональная схема, соответствующая описанным операциям, приведена на рис. 3.4. На ней учтено то об-

стоятельство, что в точке приема неизвестна последовательность (бинарных) сигналов в реализации $Y(t)$, т. е. $S(t)$. Поэтому в схеме оценки параметров на умножители на каждом интервале T_c подается сумма обоих сигналов:

$$s(t, m_1)+s(t, m_2) \quad \text{и} \quad \tilde{s}(t, m_1)+\tilde{s}(t, m_2).$$

Один используется для оценки параметра, другой создает некоторую (неизбежную) дополнительную погрешность.

Описанный приемник называется *когерентным приемником с оценкой параметров* или *адаптивным приемником*. Его инженерная реализация может быть упрощена.

Аналогично может быть найден оптимальный приемник широкополосных относительно линии сигналов. Их подробное описание и выражения для вероятностей ошибок можно найти в [2, 4].

3.8. О системах передачи информации с обратным каналом

Пусть имеется линия передачи от A к B, а также линия (канал) от B к A, которая используется для сообщения в пункт отправления A информации о «качестве» получаемых из B сигналов. В этом случае канал от B к A называется *обратным*.

Обычно статистические свойства линий (например, замирания) для обоих направлений одинаковы (происходят одновременно). О таких линиях говорят, что они обладают свойством взаимности.

Обратный канал может быть использован по-разному. Одним из простейших методов его использования является посылка по нему периодических испытательных сигналов. По полученным в точке A сигналам определяются интервалы наилучшего состояния прямой линии (например, интервалы наименьшего ослабления или минимальных помех). Передача из A в B осуществляется в течение этих интервалов. Такой метод передачи называется *прерывистой связью*.

При некогерентном приеме узкополосных бинарных ортогональных сигналов вероятность ошибок в системе с обратным каналом [5]

$$P(\text{ош})=\frac{1}{1+\bar{E}/2N_0}\exp\{-(\bar{E}/4N_0)\ln K\}, \qquad (3.19)$$

где $K=\exp\{-E_0/E\}$, E_0 — порог энергии получаемых сигналов, при превышении которого ($\bar{E}>E_0$) начинается передача сигналов по линии, $\bar{E}$ — среднее значение энергии в точке приема.

Из сравнения (3.19) с (3.13) видно, что в системе с обратной связью выигрыш по вероятности ошибок пропорционален $\ln K$ и может достигать существенной величины.

Другим вариантом использования обратного канала является работа с *переспросом и повторением*. При этом искаженные бессмысленные кодовые комбинации, полученные в точке приема, «переспрашиваются» у передатчика, который повторяет правильные комбинации.

В системах с *информационной обратной связью* проверка правильности кодовых комбинаций, принятых приемником, осуществляется на передающей стороне. Для этого принятая комбинация (или оговоренный сигнал) по обратному каналу возвращается на передающую сторону, где сверяется с ранее отправленной, хранящейся в буферной памяти. При положительном результате сверки по прямому каналу передается следующая комбинация, при отрицательном — сигнал отказа и повторяется предыдущая комбинация. Системы с информационной обратной связью не эффективны, так как требуют повторения кодовых комбинаций, искаженных и в прямом, и в обратном каналах, нуждаются в существенной защите от искажения сигнала отказа и по ряду других причин.

В системах с *решающей обратной связью* проверка правильности кодовых комбинаций, принятых приемником, осуществляется на приемной стороне по установленному правилу. По обратному каналу отправляется или подтверждение, или требование на повторение («системы с переспросом»). Системы с решающей обратной связью могут быть построены или в вариантах «блокировки», или «адресного переспроса». В первом варианте при приеме ошибочной комбинации приемник прекращает прием, посылая переспрос. Передатчик, получив сигнал переспроса, повторяет последовательности с момента появления ошибочной комбинации, до сигнала переспроса. Во втором варианте (имеющем свои разновидности) по обратному каналу отправляются адреса искаженных кодовых комбинаций.

3.9. О борьбе с импульсными помехами

В рассмотренных нами задачах считалось, что помехи в линии являются флюктуационными, обладающими нормальным законом распределения мгновенных значений. Этот случай относится к одному из предельных и часто встречающихся. Вторым предельным случаем являются импульсные помехи — появление случайной во времени последовательности случайных по форме и величине импульсов, длительность которых мала по сравнению с периодом между ними (речь идет о средних величинах).

Флюктуационные помехи, как правило, возникают в результате естественных процессов (шумы резисторов, электронных приборов, процессы в космосе). Избавление от них, как правило, принципиально невозможно или сопряжено с большими затратами (например, охлаждение шумящих элементов). Импульсные помехи чаще всего имеют искусственное происхождение (различного рода искрения, разряды и сигналы в инженерных устройствах). Это создает возможность борьбы с ними путем их ослабления (экранировки) в точке возникновения. Для ослабления распространения помех по проводам, питающим искрящее устройство, целесообразно включить специальные фильтры нижних частот (в простейшем случае — шунтирующие конденсаторы).

Ввиду разнообразия импульсных помех общей теории борьбы с ними пока не создано. Имеется, однако, несколько эффективных способов борьбы. Важнейшими являются компенсационный и способ «ШОУ».

При *компенсационном способе* каким-либо способом создаются синхронные реализации импульсов помехи, отделенные от сигналов, а затем они вычитаются из суммы сигналов и помехи. Колебания импульсов помехи (без сигналов) могут быть получены путем какой-либо селекции (например, пространственной) или смоделированы в специальном устройстве, опираясь на знание свойств приемного устройства и импульсов помех.

В *способе «ШОУ»* используется приемник с полосой пропускания $\Delta f_{ш} \gg \Delta f_{с}$. При этом приемник пропускает увеличенную мощность флюктуационных помех ($N_0 \Delta f_{ш}$), однако импульсы помехи не удлиняются (как было бы при узкополосном фильтре) и не «накладываются» на длинную последовательность сигналов. Затем в приемни-

ке ставится ограничитель по максимуму, срезающий пики помех, и узкополосный фильтр с полосой $\Delta f_у \approx \Delta f_с$, отфильтровывающий избыток помех, но пропускающий сигналы.

Глава IV

ПРИНЦИПЫ ОБРАЗОВАНИЯ КАНАЛОВ И СЕТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

4.1. Вводные замечания. Основная терминология

В гл. I мы рассмотрели принципы выбора сигналов для передачи дискретных сообщений, в гл. II — принципы оптимального распознавания неискаженных, но «зашумленных» сигналов, в гл. III — оптимальный прием сигналов, прошедших искажающие линии. Произведенное рассмотрение определяет потенциальные (предельно достижимые) возможности систем связи. Практика вносит в теорию свои «коррективы», обусловленные как историческими факторами, так и сложностью реализации оптимальных устройств в ряде случаев.

Рассмотрим теперь особенности преломления теории в реальных системах передачи. При этом в соответствии с отмеченным в предисловии подходом основное внимание уделим функциональным, а не конструктивным особенностям систем и конкретной аппаратуры.

В инженерной практике под передачей дискретной информации понимается два вида связи: «традиционная» телеграфия и сравнительно новая область техники — передача данных.

Телеграфная связь (телеграфия) предназначена для передачи любого знакового текста, составленного в любой форме из элементов заданного алфавита. *Передача данных* подразумевает дискретную информацию в строго формализованном виде, пригодном для обработки ее автоматическими (автоматизированными) техническими средствами, в особенности электронными вычислительными машинами.

Принципиальной разницы между телеграфией и передачей данных нет. Часто для обоих видов связи используются одни и те же физические линии (ка́бели), одинаковые (обычно бинарные) сигналы и сходные приборы отправления и приема. Основное практическое отличие состоит в большем быстродействии систем передачи дан-

ных, более высоких требованиях к уменьшению вероятности ошибок и в высокой степени автоматизации линий.

В области передачи данных стандартизованы как терминология (ГОСТ 17657—72), так и инженерные методы реализации систем.

Основная терминология, используемая при описании взаимодействия частей системы передачи дискретной информации, поясняется рис. 4.1. Дискретная информация (сообщения) вырабатывается *источником сообщений* (ИС), в качестве которого могут выступать любые автоматические или ручные датчики (телеграфный аппарат, ЭВМ, трансмиттер). *Устройство сопряжения* (УС) согла-

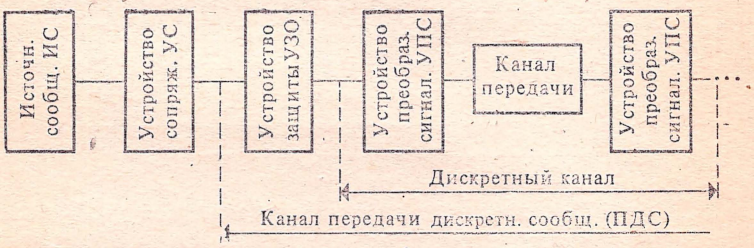


Рис. 4.1. Обобщенная структурная схема соединения основных устройств системы передачи

сует источник сообщений с остальными частями системы по электрическим параметрам колебаний, скорости, типу кодирования. *Устройство защиты от ошибок* (УЗО) является прибором помехоустойчивого кодирования, повышающим достоверность передачи (при большом отношении сигнал/помеха оно может отсутствовать). В *устройстве преобразования сигналов* (УПС) кодовым комбинациям сопоставляются бинарные сигналы, пригодные для распространения по заданным каналам передачи (КП). На приемной стороне указанные приборы следуют в обратном порядке, осуществляя обратные преобразования сигналов, к элементам алфавита отправляемой информации.

Под *каналом передачи* понимается одна «ветвь» определенным образом уплотненной физической линии (см. § 4.2), например, коаксиального кабеля. Стандартный канал тональной частоты занимает диапазон 300÷3400 Гц.

Под *дискретным каналом* понимается совокупность канала передачи и устройства преобразования сигналов (см. рис. 4.1). Совокупность дискретного канала и устройства защиты от ошибок называют *каналом передачи дискретных сообщений* (ПДС).

Совокупность источников информации, устройств сопряжения, защиты от ошибок, преобразования (правильнее сказать «образования») сигналов и вызывных устройств называют *абонентским пунктом.*

Из отдельных каналов ПДС строятся *сети передачи.* В этом случае обязательно имеются *узлы (устройства) коммутации.*

Системы ПДС в зависимости от скорости отправления информации принято делить на *низкоскоростные* (до 200 посылок в секунду или бод), *среднескоростные* (200÷4800 бод) и *высокоскоростные* (свыше 4800 бод).

4.2. Принципы создания многоканальности и двусторонности передачи

По одной физической линии (например, одной паре проводов) можно одновременно передавать информацию от нескольких разных источников. Устройства, позволяющие осуществить эту операцию, называются *устройствами вторичного уплотнения* (или *создания многоканальности*).

В инженерной практике используются три способа уплотнения: временно́й, частотный и частотно-временно́й. При временно́м способе линия поочередно коммутируется на все источники информации (сигналов) с помощью коммутаторов на передатчике и приемнике, работающих синхронно и синфазно.

При частотном уплотнении полоса линии разделяется набором фильтров на смежные участки и каждый из этих участков используется для передачи сигналов, несущих информацию соответствующих источников.

При частотно-временно́м способе используются одновременно оба указанных принципа.

Многоканальность до настоящего времени было принято создавать в двух участках спектра: в диапазоне 300÷3400 Гц («аппаратура тонального телеграфирования») и в диапазоне 3400÷10 000 Гц («аппаратура надтонального телеграфирования»).

Аппаратура с точки зрения двусторонности передачи может быть построена по *симплексному* и *дуплексному* методу. В первом случае линия поочередно используется для передачи из пункта A в пункт B, и наоборот, и в каждом пункте имеется передающее и приемное устройства, работающие поочередно. Во втором случае в каждом канале информация может передаваться одновременно в обоих направлениях.

Тривиальным способом создания дуплексности является использование двух физических линий (так называемая «четырехпроводная система»). При наличии одной физической линии дуплексность может быть создана путем использования для передачи в двух направлениях двух разных неперекрывающихся участков частот, т. е. по сути, способом частотного уплотнения.

При временно́м уплотнении линии в качестве сигналов используются как П-образные импульсы, так и отрезки гармонических колебаний. Первый способ иногда называют телеграфированием на «постоянном токе». Таким образом, целесообразно выделить три способа передачи: на постоянном токе, частотное уплотнение и временно́е уплотнение.

Подавляющее большинство реальных систем передачи дискретной информации работает бинарными сигналами с позиционным кодированием.

4.3. Телеграфирование на «постоянном токе». Асинхронный, синхронный и стартстопный способы работы

На примере телеграфирования на «постоянном токе» разберем три используемых на практике способа передачи в каждом канале: асинхронный, синхронный и стартстопный.

По определению, при использовании П-образных посылок «постоянного тока» может быть осуществлено лишь временно́е уплотнение линии. Так как П-образный импульс величины E и длительности τ имеет спектральную функцию

$$G_{\text{П}}(\omega)=E\tau\frac{\sin(\omega\tau/2)}{\omega\tau/2}, \qquad (4.1)$$

«сосредоточенную» в окрестности нулевой частоты, то телеграфирование рассматриваемого вида возможно лишь в соответствующих линиях (двухпроводных, коаксиальных).

В каждом канале временно́го уплотнения здесь используются или противоположные сигналы (положительные и отрицательные П-образные импульсы), или посылки (для передачи «1») и паузы (для передачи «0»). Последний вид бинарных сигналов часто называют *амплитудной манипуляцией.*

Оптимальные методы приема сигналов в настоящее время в «чистом» виде используются редко. Однако для

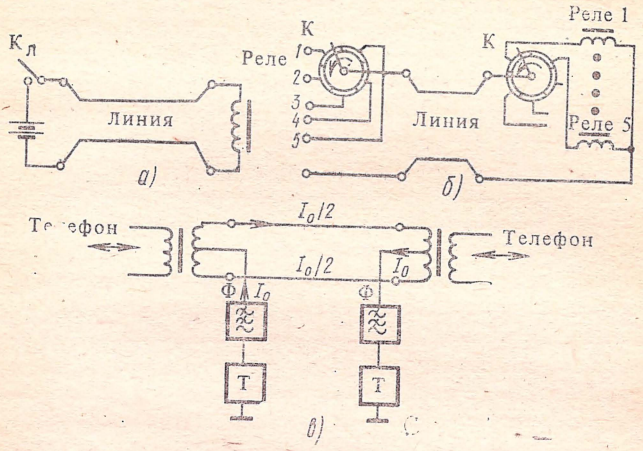


Рис. 4.2. К пояснению принципов уплотнения линии и синхронизации

повышения помехоустойчивости передачи используются методы синхронизации сигналов в каждом канале линии.

Асинхронный способ передачи, исторически возникший первым, состоит в том, что сигналы (импульсы), составляющие кодовую комбинацию, соответствующую элементу алфавита m_i, могут отправляться в любой непредвиденный в точке приема момент времени. Так осуществляется, например, передача азбукой Морзе по схеме рис. 4.2, *а*.

При *синхронном способе* сигналы («посылки»), составляющие кодовую комбинацию элемента m_i, передаются последовательно во времени через одинаковые интервалы времени τ_0, возникая в известные в точке приема (с определенной точностью) моменты времени. Для этого в каждом канале имеются синхронные и синфазные распределители электромеханического или электронного типа K (рис. 4.2, *б*). Синхронность и синфазность распре-

делителей на передающей и приемной стороне достигается периодической передачей специальных кодовых комбинаций, по которым производится подстройка системы передачи.

Принцип синхронности обеспечивает в точке приема знание интервалов времени, в которые могут появляться бинарные сигналы, что повышает помехоустойчивость передачи. При этом может производиться как интегрирование сигналов, так и «отсчет» их в наиболее «устойчивой», центральной части («неустойчивость» краев импульсов возникает из-за нестрогой синфазности коммутаторов, помех и других причин).

При *стартстопном способе*, являющемся в настоящее время наиболее распространенным на практике, используется тот же принцип, однако коммутация «ламелей» производится не непрерывно (как в синхронном способе), а лишь при фактической передаче кодовой комбинации. Для этого перед началом каждой комбинации передается стартовый сигнал, запускающий коммутацию, а в конце — стоповый сигнал, приводящий оба коммутатора в исходное состояние. Стартовый и стоповый сигналы имеют отличительные признаки, позволяющие в точке приема отделить их от сигналов кодовой комбинации (этими признаками могут быть величина или длительность).

Стартстопный способ работы упрощает требования на стабильность системы, однако снижает скорость передачи по очевидной причине наличия дополнительных сигналов.

Работа оператора на стартстопном аппарате значительно проще, чем на синхронном, так как момент начала посылки зависит от «желания» оператора (не требуется «работа в такт», как на синхронном аппарате). Кроме того, аппаратура готова к работе непосредственно после включения, без необходимости предварительного синфазирования передающей и приемной частей.

Недостатком стартстопной системы по сравнению с синхронной является несколько более низкая устойчивость к «краевым искажениям» и дроблению посылок, в частности стартовой и стоповой (см. § 4.7).

В некоторых системах передачи используется *стартстопно-синхронный принцип* передачи, при котором в качестве оконечной аппаратуры применяются стартстопные аппараты, а в линиях (каналах) используются синхрон-

ные сигналы. При этом на обоих концах системы необходимо применение стартстопно-синхронных преобразователей.

Телеграфирование на постоянном токе может производиться и симплексно, и дуплексно. Дуплексность обеспечивается применением специальных балансных схем и поляризованных реле. Типичным промышленным прибором является аппарат СТА-М-67. Он предназначен для работы по двухпроводным или однопроводным линиям (обратный подвод — земля) при ручном и автоматическом вводе информации. В последнем случае обеспечивается вероятность ошибок, которая в большинстве случаев (требований, помех) является удовлетворительной.

На постоянном токе нашло широкое использование телеграфирование по телефонным (занятым) проводам с использованием схемы Пикара (рис. 4.2, *в*). Балансировкой средней точки присоединения к телефонному трансформатору достигается точное равенство токов бинарных сигналов в обоих проводах телефонной линии и, следовательно, нулевой магнитный поток в телефонных оконечных устройствах. Защита системы передачи бинарной (Т) информации от телефонных сигналов производится с помощью фильтров (Ф).

4.4. Частотное уплотнение линии

При частотном уплотнении линии для сигналов каждого источника информации отводится отдельный участок спектра. Физическое разделение спектра на каналы производится с помощью фильтров, полосы пропускания которых не перекрываются. На рис. 4.3, *а* показаны коэффициенты передачи нескольких фильтров, причем максимальные их значения K_0 расположены на средних частотах $f_1, f_2, \ldots, f_i, \ldots, f_k$.

В каждом канале могут использоваться ортогональные сигналы (обычно в виде отрезков гармонических колебаний): либо гармонические посылки и паузы, либо противоположные сигналы в форме относительной фазовой телеграфии. В первом случае в инженерной практике часто говорят о «частотном уплотнении с частотной модуляцией», во втором — о «частотном уплотнении с амплитудной модуляцией».

В системах с частотным уплотнением возникают важные задачи выбора средних частот каналов f_i и (в случае

системы с частотной модуляцией) смещения частоты ΔF используемых бинарных сигналов. Так как спектры импульсных сигналов теоретически бесконечны по оси частот (см., например, (4.1)), то принципиально не устранимо частичное прохождение колебаний i-го канала в смежные, особенно в $i+1$ и $i-1$. Взаимное влияние («перекрестные помехи») можно ослабить или увеличением разноса частот f_i (что приводит к расширению требуемого спектра линии), или улучшением крутизны спадов характеристик фильтров (что сопряжено с конструк-

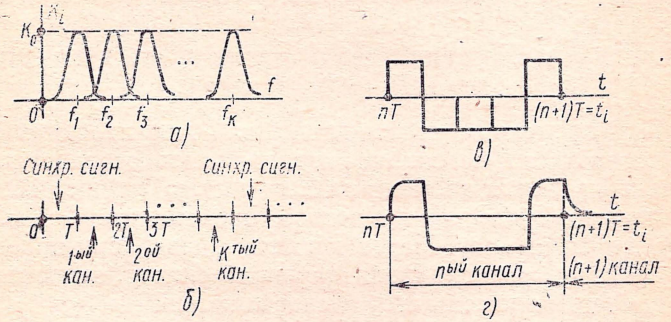


Рис. 4.3. К пояснению принципов разделения по частоте и по времени

тивным усложнением). При инженерном проектировании системы передачи приходится принимать во внимание ряд взаимно противоречивых обстоятельств с учетом неизбежных переходных процессов в фильтрах. Имеет место связь длительности сигналов («посылок») τ_0 и полосы фильтра ΔF_Φ ($\tau_0 \approx 1/\Delta F_\Phi$; обычно принимают $\tau_0 = 1{,}41/\Delta F_\Phi$). При работе сигналами с частотной манипуляцией смещение частот ΔF определяет степень их ортогональности (обычно принимается $\Delta F \leqslant 0{,}35\ \Delta F_\Phi$). Необходимо учитывать неидеальность формы частотных характеристик фильтров, что требует введения «защитных промежутков» между средними частотами сигналов (обычно порядка 50 Гц). В результате в отечественных системах с частотно-манипулированными сигналами при стандартной скорости передачи 75 бод принято следующее правило расстановки:

$$f_i = 270 + 180i. \qquad (4.2)$$

Смещение частоты ΔF в бинарных сигналах принимается равным 50 Гц, что соответствует использованию сиг-

легко подсчитать, в тональном диапазоне можно разместить 18 каналов.

В системах с амплитудной модуляцией при стандартной скорости передачи 50 бод средние частоты выбираются равными

$$f_i = 300 + 120i. \qquad (4.3)$$

В тональном диапазоне, следовательно, можно разместить 24 канала.

4.5. Временно́е уплотнение линии и его сравнение с частотным уплотнением

При временно́м уплотнении линии для передачи сигналов каждого источника периодически отводится отдельный участок времени длительностью T (рис. 4.3, *б*). Физическое выделение участков производится с помощью коммутаторов. Перед началом разделения передатчика отправляют синхронизирующий сигнал, относительно которого производится отсчет каналов.

В каждом канале могут использоваться такие же типы сигналов, что и при частотном разделении. Кроме того, здесь могут быть использованы и видеосигналы (см. «телеграфирование на постоянном токе»).

При временно́м уплотнении, как и при частотном, принципиально не устранимо взаимное влияние каналов. Причиной этого влияния являются переходные процессы в линии. На рис. 4.3, *в*, *г* показано, как П-образные отправленные передатчиком импульсы (изображенные для простоты видеопосылками) превращаются в импульсы, имеющие пологие передний и задний «фронты». Так как в момент t_i происходит переключение линии от n-го к $(n+1)$-му каналу, то колебание заднего фронта попадает в $n+1$ канал, являясь для него помехой.

Так как длительность «фронтов» определяется полосой пропускания линии, то для ослабления их влияния следует расширять полосу пропускания (если это возможно) или увеличивать длительность посылок τ_0 (и соответственно интервал T), что эквивалентно понижению скорости передачи. Возможен и другой путь: оставлять «паузы» между отправлением бинарных сигналов. Однако это приводит к укорочению сигналов, уменьшению их энергии (при заданной средней мощности передатчика)

и, следовательно, к понижению помехоустойчивости к флюктуационным помехам.

Научно обоснованное сравнение систем частотного и временного уплотнения достаточно сложно ввиду необходимости учета экономических факторов, процессов на передающей, а также на приемной сторонах. Однако нетрудно установить, что с точки зрения отправления информации системы примерно эквивалентны. Если v, букв/с — заданная скорость отправления элементов, K — требуемое количество каналов, то при частотном уплотнении время на передачу элемента сообщения

$$T_{эл} = 1/v,$$

а длительность сигналов $T_с = T_{эл}$. При этом полоса сигналов (при M-арном кодировании)

$$\Delta f_с \approx 1/T_с.$$

Следовательно, требуемая полоса линии

$$\Delta F_л \sim \Delta f_с K = vK.$$

При временно́м уплотнении допустимая продолжительность передачи элемента сообщения

$$T_{эл} = \frac{1}{vK} = T_с.$$

Полоса сигналов (при M-арном кодировании)

$$\Delta f_с \sim \frac{1}{T_с} = vK.$$

Требуемая полоса линии $\Delta F_л \simeq \Delta f_с = vK$. Таким образом, результаты совпадают.

Следует, однако, отметить инженерные особенности реализации систем. Система с временны́м уплотнением требует сложной синхронизации, что удорожает аппаратуру и усложняет ее эксплуатацию. В реально построенной аппаратуре выделение отдельных каналов затруднено, что понижает «маневренность» системы в целом.

К недостаткам инженерной системы с частотным уплотнением можно отнести: повышенное взаимное влияние каналов, вызванное несовершенством реальных фильтров и некоторыми другими причинами; неэффективное использование заданной полосы частот в случае попытки ослабить взаимное влияние каналов введением «защит-

ных» частотных участков; меньшие отношения сигнал/помеха в каждом канале, вызванные ограниченностью величины суммарного (группового) сигнала, который не должен превышать допустимый уровень во избежание перегрузки (выхода за линейный участок). Однако при частотном методе уплотнения сравнительно просто выделять (ответвлять) каналы. Кроме того, метод не критичен к типу используемой оконечной аппаратуры.

В настоящее время принято считать, что при $K<10$ экономически выгоднее частотное разделение, а при $K>10$ — временно́е.

4.6. Дополнительные инженерные методы увеличения числа каналов

Принцип многократной фазовой манипуляции. Под многократной фазовой манипуляцией (МФМ) в инженерной практике понимают возможность *отправлять* в заданном частотном диапазоне, согласованном с длительностью используемых сигналов, несколько бинарных сообщений. Пусть в заданной полосе для передачи бинарных элементов m_1 и m_2 некоторого источника сообщений используются два противоположных сигнала (см. § 1.4):

$$\left.\begin{aligned} s(t,\ m_1) &= \sqrt{E_c}\cos\omega_0 t, \\ s(t,\ m_2) &= -\sqrt{E_c}\cos\omega_0 t, \end{aligned}\right\} 0<t<T_c. \qquad (4.4)$$

Создадим еще два противоположных сигнала, одновременно попарно ортогональных сигналам (4.4), так что

$$\left.\begin{aligned} s(t,\ m_1') &= \sqrt{E_c}\sin\omega_0 t, \\ s(t,\ m_2') &= -\sqrt{E_c}\sin\omega_0 t, \end{aligned}\right\} 0<t<T_c. \qquad (4.5)$$

Сигналы (4.5) можно, очевидно, использовать для отправления бинарных элементов m_1' и m_2' некоторого другого, независимого от первого, источника сообщений.

Нетрудно видеть, что все четыре сигнала представляют собой отрезки гармонических колебаний, сдвинутые друг относительно друга по фазе на $\pi/2$. При отправлении одного из бинарных элементов каждого из двух источников в линию (канал) передачи будут отправлены

два сигнала одинаковой частоты, которые дадут в сумме единую посылку гармонического колебания, смещенную на $\pm\pi/4$ относительно сложенных сигналов. Так, при отправлении элемента m_1 первого источника и элемента m_1' второго источника колебание сигнала в линии будет иметь вид

$$s(t,\ m_1)+s(t,\ m_1')=\sqrt{2E_c}\cos(\omega_0 t+\pi/4).$$

При отправлении других пар элементов будут образовываться другие (суммарные) сигналы в виде отрезков гармонических колебаний, отличающиеся друг от друга сдвигом фаз на $\pi/2$.

При наличии в точке приема двух квадратурных (сдвинутых друг относительно друга на $\pi/2$) опорных гармонических колебаний сигналы $s(t, m_1)$, $s(t, m_2)$, $s(t, m_1')$ и $s(t, m_2')$ могут быть разделены (распознаны) и, таким образом, осуществлена передача удвоенного количества информации (от двух источников) при сохранении длительности сигналов и полосы частот канала.

Описанный способ передачи называют *двукратной фазовой манипуляцией*. Создав три пары сигналов (сдвинутых соответственно не на 90°, а на 60°), можно осуществить передачу информации от трех независимых источников, т. е. осуществить *трехкратную фазовую манипуляцию* и т. д.

На основании теории оптимального приема, изложенной в гл. II, ясно, что рассмотренный способ «уплотнения» является своеобразным самообманом. Он может быть практически реализован лишь в том случае, если отношение сигнал/помеха в исходной одноканальной системе значительно больше того, которое необходимо для получения требуемой вероятности передачи бинарной информации. Действительно, из § 1.4. ясно, что переход к двукратной фазовой модуляции есть не что иное, как использование четырех (биортогональных) сигналов вместо двух. При трехкратной манипуляции используются шесть сигналов.

Вероятность ошибок распознавания четырех (а тем более шести) сигналов при сохранении отношения сигнал/помеха будет больше, чем вероятность распознавания двух сигналов. Таким образом, многократная фазовая телеграфия является обменом избыточного отношения сигнал/помеха на скорость передачи бинарных сообщений.

В инженерной практике нашла распространение двукратная фазовая телеграфия в варианте *относительной фазовой телеграфии* (ДОФТ).

Метод подавления одной боковой полосы. Сигналы в форме отрезков гармонических колебаний можно рассматривать как результат модуляции по амплитуде непрерывного гармонического колебания (носителя). Сигналы в этом случае можно представить состоящими из несущего колебания и группы верхних и нижних боковых колебаний (боковых полос).

Одну из боковых полос в принципе можно «подавить» на передатчике и не подавать в линию. В этом случае ширина полосы занимаемых частот уменьшится почти вдвое. Освободившуюся полосу можно использовать для передачи информации другого источника (передача несущего колебания, хотя бы в ослабленном виде, необходима для восстановления сообщений в приемнике). Подавление одной боковой полосы приведет к некоторому увеличению ошибок распознавания. Это понижение может, однако, остаться незамеченным, если в исходной системе отношение сигнал/помеха было значительно больше требуемого.

4.7. Реальные (подоптимальные) способы распознавания бинарных сигналов

Оптимальные способы распознавания бинарных сигналов, основанные на операциях корреляции или оптимальной фильтрации, в реальных системах в настоящее время используются редко. В реальных устройствах бинарные сигналы в форме отрезков гармонических колебаний подвергаются в точке приема фильтрации с помощью колебательных контуров, согласованных по полосе, а затем детектированию. В результате в зависимости от вида использованных на передатчике сигналов в точке приема в идеальных условиях получается последовательность импульсов и пауз (при использовании системы «с пассивной паузой») или последовательность импульсов разного знака (при работе ортогональными или противоположными сигналами). Кроме того, обычно используется «формирование» импульсов так, что на выходе системы приема получается последовательность прямоугольных импульсов на интервалах, где импульсы после детектирования превышают установленный порог. Опи-

санные процессы показаны на рис. 4.4 на примере работы «с пассивной паузой». Вследствие неизбежного *постепенного* нарастания колебания в точке приема (кривая *б*) «сформированные» импульсы (кривая *в*) оказываются закономерно запаздывающими (сдвинутыми во времени) относительно импульсов сигналов. В точке передачи моменты времени, соответствующие моментам $t_k = k\tau_0$ ($k = 0, 1, 2, 3, \ldots$), называют (*возможными*) *мо-*

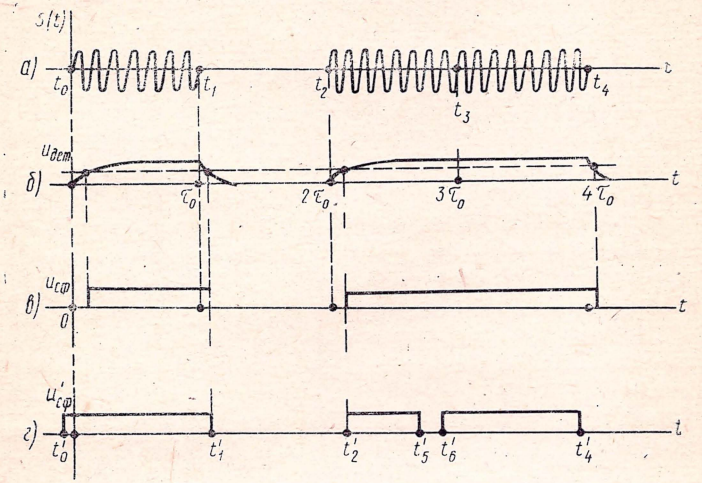


Рис. 4.4. К пояснению физики краевых искажений сигналов

ментами модуляции, а моменты времени, в которых изменился знак сигнала (t_0, t_1, t_2, t_4 на рис. 4.4, *а*), — *значащими моментами модуляции* (t_1, t_2, t_4). Аналогично для точки приема определяются *моменты восстановления* и *значащие моменты восстановления*.

Если учесть явление нарастания и действие флюктуационных и импульсных помех на распространяющиеся по линии сигналы, то характер несоответствия значащих моментов модуляции и значащих моментов восстановления становится случайным и приводит к двум видам искажений, которые принято называть *краевыми искажениями* и *дроблениями*.

Краевые искажения состоят в сдвиге значащих моментов модуляции и восстановления. Сравнение кривых *а* и *г* показывает, что эти сдвиги могут быть как в сторону запаздывания (t_1' и t_2), так и в сторону опережения

(t_0 и t_0'). Дроблениями называют смену знака посылки или спадание ее до нуля в случае работы с пассивной паузой (интервал $t_5' \div t_6'$ на кривой *г*).

После обработки сигналов описанным способом возникает собственно задача распознавания бинарных сигналов, состоящая в определении знака или уровня посылок на интервалах их существования с учетом краевых искажений и дроблений. Сам процесс распознавания в инженерной практике часто называют *регистрацией посылок.*

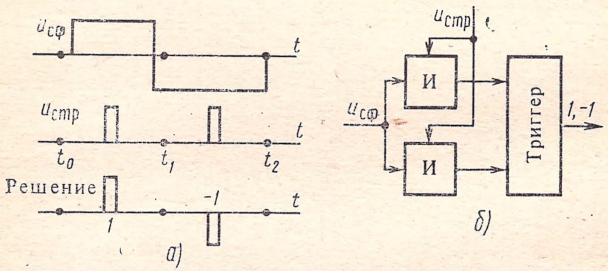


Рис. 4.5. Распознавание бинарных сигналов методом стробирования

В практике используются три основных метода регистрации (подоптимального распознавания): метод стробирования, метод интегрирования, метод регистрации со стиранием и переспросом.

Методы стробирования. В отличие от оптимального способа распознавания, при котором результат оптимальной фильтрации сигнала отсчитывается в момент его окончания (§ 2.3), в методе стробирования роль фильтра выполняет колебательный контур, согласованный по полосе (§ 2.4), а отсчет производится в наиболее устойчивой (с учетом краевых искажений) средней части импульса (рис. 4.5, *а*).

Инженерная реализация метода (рис. 4.5, *б*) состоит в подаче сформированных посылок $u_{сф}$ на два каскада совпадений (схемы «И»), на вторые входы которых поступают короткие отсчетные импульсы, $u_{стр}$, сдвинутые наполовину длительности сигналов. Выходы схем «И» определяют «решение» триггера Т («1» или «—1»).

Иногда метод стробирования усложняют путем отсчета знака элемента в нескольких точках (за время $T_{эл}$), обычно в трех. Решение выносится по «мажоритарному»

принципу: принимается знак, полученный в большинстве отсчетов.

Если число отсчетов увеличивать, то в пределе получают второй метод регистрации — метод интегрирования.

Метод интегрирования. При этом методе производят интегрирование «сформированных» посылок со сбрасыванием результата (обычно с помощью интегрирующих *RC*-цепочек с постоянными времени $\tau \ll \tau_0$), а отсчет результатов интегрирования (перед сбрасыванием) производится в моменты $t_k = k\tau_0$ (рис. 4.6, *а*). Инженерная

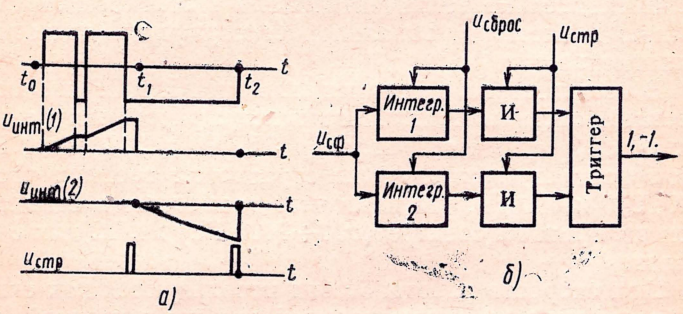


Рис. 4.6. К пояснению интегрального метода распознавания

реализация метода показана на рис. 4.6, *б*. Стробирующие импульсы $u_{стр}(t)$ подаются на интервалах, предшествующих моментам $t_k = k\tau_0$.

Метод регистрации со стиранием и переспросом. Этот метод можно реализовать в системах с переспросом (см. § 3.8). Произведя стробирование за время τ_0 в нескольких точках, решение о знаке элемента (посылки) выносят лишь в случае совпадения всех отсчетов. В противном случае решение не выносится, а в систему передачи направляется сигнал переспроса. На выход регистрирующего устройства поступает знак «стирание кодовой комбинации».

Метод регистрации со стиранием и переспросом понижает результирующую вероятность ошибок за счет понижения средней скорости приема сообщений.

4.8. Основные инженерные регламентации систем различного быстродействия

Низкоскоростные системы передачи дискретных сообщений. Эти системы называют еще телеграфными. Они исторически возникли ранее других и не были специально предназначены для непосредственной передачи информации между вычислительными системами. Параметры этих систем установлены на основе межгосударственных соглашений через Международный консультативный комитет по телефонии и телеграфии (МККТТ) и рекомендательно регламентированы в основном по отношению к системам тональной телеграфии (частотного уплотнения).

В соответствии с рекомендациями МККТТ низкоскоростные системы тонального телеграфирования работают со скоростями отправления 50, 100 и 200 бод. При этом используются сигналы с разносом средних частот 120, 240 и 480 Гц, что позволяет разместить в стандартном телефонном спектре (300÷3400 Гц) 24, 12 или 6 каналов.

При скорости работы 50 бод используются как сигналы с амплитудной манипуляцией, так и с частотной. При скоростях 100 и 200 бод — только сигналы с частотной манипуляцией («почти ортогональные сигналы»). В отечественной аппаратуре широко используется также скорость 75 бод (с применением сигналов частотной манипуляции).

Низкоскоростные системы строятся также с использованием надтонального диапазона частот 3400÷÷10 000 Гц с образованием от 4 до 20 каналов при скоростях 50÷75 бод.

Низкоскоростные системы могут быть построены на основе *двухпроводных* или *четырехпроводных* физических линий (кабелей). В первом случае дуплексная (одновременно двусторонняя) передача образуется с помощью разделительных фильтров парами симплексных каналов. При этом каналы, например, с 1-го по 6-й работают в одном направлении, а каналы с 7-го по 12-й — в другом, разделяемые специальным фильтром прямого и обратного направлений.

При четырехпроводной системе передача в прямом и обратном направлениях ведется по разным парам проводов. Число каналов при прочих равных условиях при

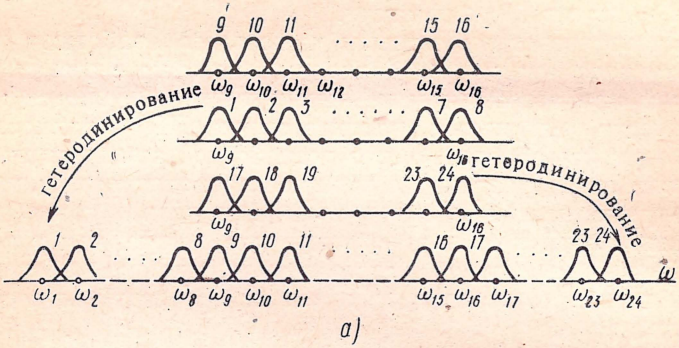
этом, очевидно, удваивается. При использовании надтонального диапазона участок спектра от 300 до 2700 Гц обычно используется для телефонного сообщения, а диапазон свыше 3400 Гц — для организации каналов передачи дискретной информации.

Низкоскоростные системы чаще всего работают по *коммутируемым линиям* (каналам), которые с помощью ручной или автоматической коммутации создаются из физически различных участков линии. Необходимость прохождения сигналов через устройства коммутации и участки линии различного качества приводят к тому, что характеристики (затухания, полосы, помехи) коммутируемых линий в среднем оказываются хуже, чем у *некоммутируемых линий*, используемых данными абонентами постоянно во времени путем непосредственного соединения.

В реальных системах тонального и надтонального телеграфирования часто используется метод *группообразования*, упрощающий и удешевляющий аппаратурную реализацию системы передачи. При этом методе нет необходимости строить соответствующее количество (12 или 24) различных генераторов и фильтров. Все каналы разбиваются на несколько групп, например на три (рис. 4.7, *а*): с 1-го по 8-й, с 9-го по 16-й и с 17-го по 24-й. Каналы средней группы образуются обычным способом в своих естественных диапазонах частот с помощью 8 генераторов $Г_9$—$Г_{16}$ и 8 фильтров $Ф_9 \div Ф_{16}$ (рис. 4.7, *б*). Каналы же первой и третьей групп, образуемые первоначально в том же диапазоне, что и каналы второй группы, переносятся затем с помощью модуляции несущих колебаний (Мод. 1 и Мод. 3 на рис. 4.7, *б*) в диапазоны частот ниже и выше диапазона сигналов второй группы.

Среднескоростные системы передачи дискретных сообщений. Это относительно новые системы, предназначенные, собственно, для передачи данных, т. е. формализованной бинарной информации, пригодной для непосредственного (с помощью технических средств) ввода в ЦВМ со скоростями от 200 до 4800 бод.

В этом случае при наличии большого потока информации значительно чаще используются некоммутируемые (выделенные) каналы передачи. При этом в стандартной тональной полосе (300÷3400 Гц) в соответствии с рекомендациями МККТТ скорость отправления



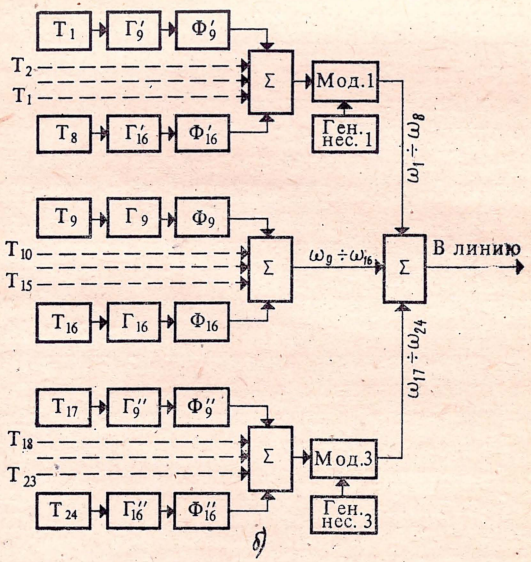


Рис. 4.7. Принципы группообразования

может составлять 1200, 2400 и 4800 бод (в зависимости от расстояний и допустимых вероятностей ошибок). Для двусторонней передачи используются четырехпроводные линии.

Для передачи данных используются также двухпроводные коммутируемые каналы. При этом передача может быть организована либо дуплексно, либо полудуплексно.

Дуплексная работа осуществляется путем разделения стандартного тонального диапазона на два равных по ширине поддиапазона, используемых для передачи в прямом и обратном направлениях (каналы № 1 и 2). Рекомендациями МККТТ установлено использование бинарных сигналов с частотной манипуляцией со средними частотами $f_1 = 980$ Гц и $f_1' = 1180$ Гц для канала № 1 и $f_2 = 1650$ Гц и $f_2' = 1850$ Гц — для канала № 2. При этом нормальная скорость отправления составляет 200 бод.

При полудуплексной работе также необходимо иметь обратный канал служебного назначения с пониженной пропускной способностью. Поэтому стандартный тональный диапазон разделяется на две существенно не равные части: для служебного (обратного) и прямого каналов. Согласно рекомендациям МККТТ, в обратном канале используются сигналы частотной манипуляции с частотами $f_{обр} = 390$ Гц и $f'_{обр} = 450$ Гц при скорости 75 бод. В прямом канале также используются сигналы с частотной манипуляцией при скоростях 600 и 1200 бод. В первом случае установлены частоты сигналов $f_{пр} = 1300$ Гц и $f'_{пр} = 1700$ Гц, а во втором — соответственно 1300 и 2100 Гц.

Абонентские пункты обычно строятся так, что канал может быть поочередно использован для телефонной связи или для передачи данных. С этой целью в системе имеется вызывное устройство и переключатель вида работ (см. § 5.2).

Высокоскоростные системы передачи дискретных сообщений. В стандартном тональном диапазоне частот скорость отправления практически не может превышать 4800 бод. Для повышения скорости работы (при приемлемых ошибках распознавания) необходимо расширение полосы частот используемых сигналов и применение каналов, обеспечивающих пропускание этих сигналов с малыми искажениями формы и приемлемым затуханием. Эта задача может быть решена либо путем построения

новой аппаратуры и использования широкополосных линий (высокочастотных кабелей), либо путем использования уже существующих систем передачи. Второй путь является, очевидно, экономически более выгодным, если только существующие физические линии и аппаратура уплотнения каналов не полностью загружены передачей информации.

Высокоскоростная сеть передачи данных в настоящее время находится в стадии создания. В ближайшее время повышение скорости отправления данных будет производиться по принципу образования некоммутируемых (выделенных) каналов в двух разновидностях: путем объединения нескольких телефонных каналов в один широкополосный канал (например, с помощью аппаратуры высокочастотной телефонии К-12, работающей в диапазоне около 100 кГц) и путем передачи данных по «групповому» тракту. В первом случае в утроенной полосе может быть реализована передача со скоростью до 12 000 бод. Во втором случае при использовании 12-канальной группы (полоса 48 кГц) скорость работы может достигать до 60 000 бод. При использовании спектра 60-канальной группы скорость отправления может быть еще больше увеличена. Однако этот путь вряд ли можно считать перспективным, так как реально существующие сети передачи являются достаточно загруженными и не могут перевести всю свою мощность на передачу данных между ЦВМ.

Комбинированные системы с использованием временно́го разделения (импульсно-кодовой модуляции). Системы с импульсно-кодовой модуляцией (ИКМ) созданы и используются в настоящее время в основном для передачи непрерывных (речевых) сообщений, представленных в цифровой форме в результате квантования по времени (в соответствии с теоремой Котельникова) и по уровню. Реально существующая аппаратура производит взятие выборок из каждого речевого колебания с частотой $f_{ин}=8000$ Гц (через 125 мкс). Частота $f_{ин}$ называется *импульсной несущей.*

Взятая выборка квантуется на 256 уровней и представляется, следовательно, 8-разрядным двоичным кодом (рис. 4.8, *а, б*). Таким образом, кодовые комбинации каждого речевого колебания создают последовательность посылок, следующих со скоростью $f_{гр}=64\,000$ импульсов в секунду. Эту последовательность называют

групповым трактом индивидуального речевого сообщения (рис. 4.8, *б*).

Реально существующая система ИКМ рассчитана на временно́е уплотнение 30 речевых сообщений (кроме того, она содержит один служебный канал и один канал для передачи комбинаций синхронизации). Таким образом, временна́я последовательность канальных посылок содержит $1{,}92 \cdot 10^6$ импульсов в секунду (1,92 М бод). Эту последовательность импульсов называют *импульсной несущей линейного тракта* (рис. 4.8, *в*).

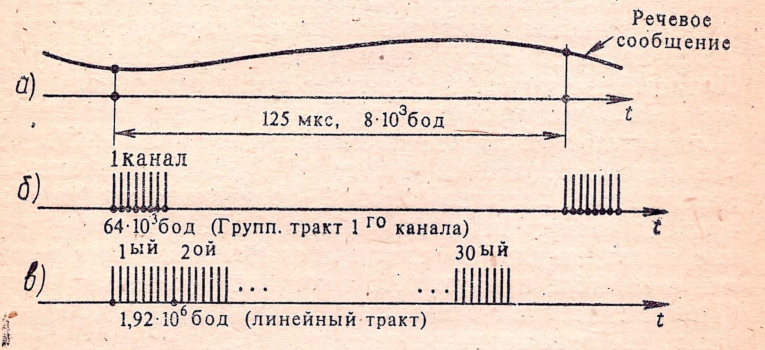


Рис. 4.8. Импульсные последовательности при передаче по методу ИКМ

Любая из указанных выше импульсных последовательностей может быть использована для передачи данных путем непосредственной модуляции бинарными знаками импульсов соответствующих последовательностей (может быть использован, конечно, и ввод данных через низкочастотное телефонное оборудование).

Рассматривая групповой тракт каждого индивидуального речевого канала как совокупность восьми синхронных двоичных каналов, можно организовать передачу восьми двоичных каналов, каждый со скоростью отправления 8000 бод. Импульсная последовательность каждого речевого канала, рассматриваемая без разложения на импульсные несущие отдельных позиций кодовой комбинации, может быть использована для отправления данных со скоростью 64 000 бод. Наконец, несущая линейного (30-канального) тракта может служить для передачи со скоростью 1,92 М бод.

Реализовать указанные скорости передачи бинарных данных можно, очевидно, лишь при *синхронном* способе

их ввода. Для его осуществления необходимо подать соответствующие тактовые частоты к источникам данных. Это оказывается практичным делать при территориальной концентрации источников данных или при их небольшом удалении от системы ИКМ.

При *асинхронном* способе ввода данных реализация системы упрощается за счет некоторого понижения скорости отправления. Кроме того, при этом создается возможность образования так называемого «прозрачного канала», не ограничивающего вид использованного кода при представлении данных. Наиболее широко используемым методом асинхронного ввода (наряду с другими) является *метод стробирования* (или метод наложения). Подлежащие передаче бинарные посылки, длительность которых в несколько раз превышает период используемой импульсной последовательности системы ИКМ, через каскад совпадений (схему «И») в зависимости от передаваемой посылки (1 или 0) пропускают или не пропускают «пакет» импульсов несущей ИКМ. В точке приема пакет импульсов используется для вынесения решения о наличии или отсутствии посылки (передаче 1 или 0) в соответствии с одним из методов, описанных № § 4.7 (чаще всего мажоритарным методом).

Подробности инженерной реализации аппаратуры можно найти в [3].

4.9. Принципы построения сетей из линий передачи сообщений

Технико-экономическая целесообразность диктует разделение всех сетей на два вида: первичные и вторичные. *Первичные сети* образуются относительно широкополосными линиями, соединяющими *сетевые узлы*, где коммутируются на длительное время большие группы стандартных каналов. *Вторичные сети* (телефонные, телеграфные и др.) подключаются к первичным сетям через *оконечные сетевые узлы*, называемые *сетевыми станциями*. Потребитель связи, как правило, не имеет необходимости (да и права) «вмешиваться» в работу первичной, «обезличенной» сети. Поэтому ниже мы всюду имеем в виду только вторичные сети.

Возможны различные структуры обоих видов сетей (рис. 4.9).

Сеть по принципу *соединения каждого с каждым* (*а*) обладает наибольшей маневренностью, но является одно-

временно и наиболее дорогой. *Радиально-узловая сеть* (*б*) хорошо соответствует иерархическому принципу построения систем управления и поэтому часто реализуется на практике. *Кольцевая сеть* (*в*) при простоте организации (каждый пункт должен обеспечить работу двух смежных линий) позволяет организовать равноправный обмен, который эффективен при примерно одинаковой «информационной мощности» корреспондентов сети.

Матричная сеть (*г*) обладает при прочих равных условиях повышенной надежностью вследствие возможности организации нескольких путей двумя разнесенными корреспондентами.

Возможно, конечно, построение сети и по комбинированной схеме.

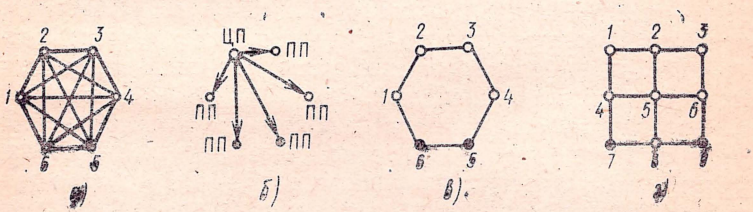


Рис. 4.9. Основные разновидности сетей

При работе в сети возникает важная задача *организации* тракта передачи между удаленными корреспондентами сети. В настоящее время используются два способа: а) организация сквозного тракта, б) последовательная передача с запоминанием в промежуточных пунктах. Первый способ называют еще способом коммутации каналов, а второй — способом коммутации сообщений. В первом случае передача из конечного пункта может быть начата лишь после каскадного соединения всех входящих в тракт участков. Если хотя один из них занят — отправитель получит отказ («сеть с отказами»). Во втором случае отправитель может начать передачу смежному корреспонденту, который в случае занятости следующего участка тракта запишет ее и будет хранить до освобождения участка («сеть с ожиданием»).

Каждый из способов имеет свои преимущества и недостатки, а следовательно, и области применения. Сеть с коммутацией каналов обеспечивает возможность работы в режиме диалога, не требует строго определенной структуры («формата») сообщений, но зато может быть

образована только между абонентами, оснащенными однотипными приборами (с одинаковой скоростью работы, видом кода и др.). Сеть с коммутацией сообщений из-за значительных задержек при передаче практически исключает режим диалога, требует строгого соблюдения формата сообщений (в случае автоматической передачи), но легко может быть образована между разнотипными по аппаратуре абонентами. В сложной сети обычно выгоднее в нижних звеньях использовать коммутацию каналов, а в верхних — коммутацию сообщений.

Первичные сети, исходя из сложившейся территориальной структуры, разделяются на магистральные, областные и местные. *Магистральная сеть* соединяет все областные и республиканские центры. Каждая *областная сеть* — все районные центры между собой и с областным центром. *Местные сети* объединяют городские узлы между собой и с абонентами или узлы сельской местности между собой и с абонентами.

Вторичные сети, кроме вида передаваемых сообщений, могут различаться *ведомственной принадлежностью.* Так, могут быть выделены вторичные сети Министерства путей сообщения, сети газопроводов и нефтепроводов, службы погоды и др.

В настоящее время все виды сетей объединяются в Единую автоматизированную сеть связи (ЕАСС) страны.

4.10. Об использовании других линий передачи

До сих пор предполагалось, что технические устройства формируют каналы уплотнения в относительно узкополосном диапазоне в окрестности нулевой частоты (в диапазоне 300÷3400 Гц), и, следовательно, для передачи сигналов могут быть использованы только двухпроводные или коаксиальные линии.

Однако сформированное «линейное» колебание (сумма канальных сигналов) может рассматриваться как некоторое новое сообщение, которое может явиться модулирующим для гармонического носителя с несущей частотой f_0. При этом может использоваться любой из известных способов модуляции. Таким образом, линейное колебание может быть смещено в любую область частот, удобную для передачи по любой линии.

В качестве таких линий используются наземные радиорелейные линии, волноводные линии и радиолинии, в

частности радиолинии с переизлучением на искусственных спутниках Земли; они образуют первичную сеть.

Экономически наиболее выгодными (а иногда единственно возможными) оказываются радиолинии с использованием коротких волн (10÷50 м). Особенностью такой радиолинии наряду с малым затуханием и небольшими требуемыми мощностями излучения являются случайные ослабления амплитуд сигналов и флюктуации начальной фазы, обусловленные процессами в ионосфере. Для борьбы с увеличением вероятностей ошибок, вызванных указанными явлениями, используется несколько способов: применение широкополосных сигналов (для которых $\Delta f_c T_c \gg 1$); дублирование сигналов по несущей частоте (отправление каждого элемента m_i на двух сигналах с различными частотами); прием излученных сигналов в двух территориально разнесенных точках (на расстояние в несколько длин волн). Последние два способа называются *«разнесением по частоте»* и *«разнесением по пространству»* [2]. Физическая причина, вызывающая снижение вероятности ошибок при разнесенном приеме, состоит в том, что вероятность одновременного ослабления сигналов на двух частотах или в двух точках приема мала.

В точке приема полученное модулированное колебание детектируется обычным способом. Восстановленное линейное колебание обрабатывается далее стандартной аппаратурой уплотнения.

В случае «разнесенного приема» возникает задача рационального сложения двух (или нескольких) сигналов. Существует целый ряд методов решения этой задачи [2].

Глава V

ТИПОВАЯ ПРОМЫШЛЕННАЯ АППАРАТУРА И РЕАЛЬНЫЕ СЕТИ ОБЩЕГО ПРИМЕНЕНИЯ

5.1. Вводные замечания. Обобщенная структурная схема взаимосвязи приборов

Исторически на практике сложилась ситуация, при которой широкая сеть проводных (симметричных и кабельных) линий была создана ранее, чем возникла необходимость передачи большого количества информации. Поэтому важная задача состоит в изыскании путей максимального (и относительно дешевого) использования реальных физических линий путем их уплотнения и соединения в сети (систему взаимного обмена путем коммутации).

Уплотнение информации обычно происходит на трех «уровнях»: а) уплотнение первичной (проводной) абонентской линии телефонным или видеосообщением и дискретной информацией; б) объединение абонентских каналов для «местной» передачи (например, между городами в пределах района или области), обычно также по проводным линиям; в) объединение сообщений для дальней (магистральной) передачи на предельно необходимые расстояния, обычно по радиорелейным или радиолиниям, высокочастотным кабелям или системам связи через спутники.

С точки зрения назначения системы передачи можно разделить на три основные группы: системы *общего пользования* (связь при помощи телеграфа и телефона между людьми); системы *передачи данных* (связь человека с ЦВМ и ЦВМ с ЦВМ); системы *специального назначения* (например, система передачи данных в службе погоды в форме двумерных карт и цифровой информации).

Используемую во всех перечисленных системах аппаратуру для изучения целесообразно разделить на следующие группы:

1) аппаратура (приборы) ввода информации,
2) аппаратура вызова абонентов,
3) аппаратура уплотнения абонентской информации,
4) аппаратура объединения абонентских сообщений (аппаратура вторичного уплотнения),

5) аппаратура автоматической коммутации абонентов (по сигналам вызова).

Обобщенная структурная схема взаимосвязи приборов системы передачи приведена на рис. 5.1. Типичные системы обозначены буквами (A, B, C, ...). Следует обратить внимание на то, что система уплотнения всегда

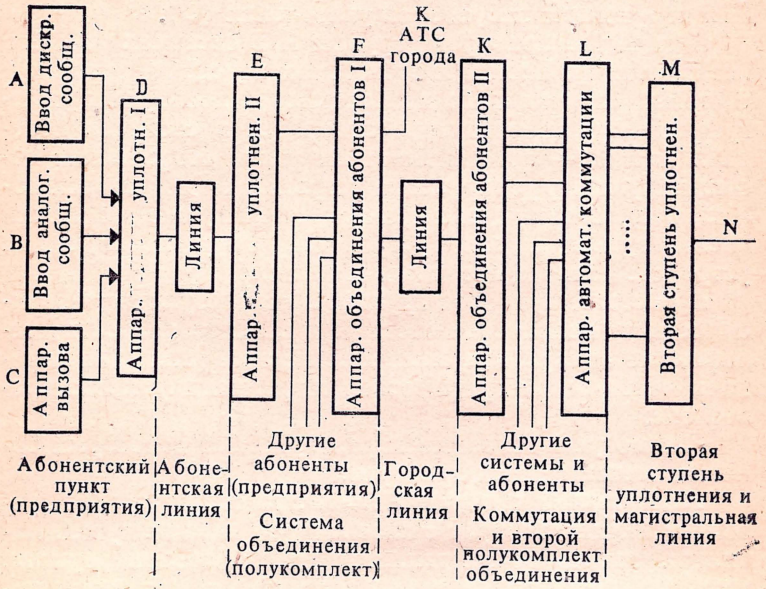


Рис. 5.1. Составные части типовой системы передачи информации

состоит из двух «полукомплектов», находящихся на обоих концах физической линии передачи (например, D-полукомплект абонента, E — полукомплект станции). Перечислить все используемые на практике приборы, подробно описать их устройство и порядок эксплуатации здесь не представляется возможным. Эти знания и навыки приобретаются в процессе практической работы.

Назначением последующих параграфов является ознакомление с основной номенклатурой устройств и их важнейшими эксплуатационными характеристиками.

5.2. Промышленные приборы абонентского пункта и системы уплотнения

К приборам абонентского пункта относятся (рис. 5.1): аппаратура ввода дискретных сообщений (А), аппаратура ввода аналоговых сообщений (В) и вызывное устройство (С). Кроме того, на абонентском пункте расположен полукомплект приборов уплотнения (D).

В качестве приборов группы А в системах общего назначения (а иногда и в системах передачи данных и системах специального назначения) используются телеграфные буквопечатающие аппараты; в системах передачи данных — фотосчитыватели (для отправления сообщений) и перфорирующие устройства (для записи сообщений), а также электрические пишущие машинки (используемые и как устройства отправления, и как устройства записи принятых сообщений).

В качестве приборов группы В используются (в зависимости от назначения системы и целесообразности) телефонные аппараты, факсимильные аппараты (для передачи черно-белой графической информации) и видеотелефоны.

Рассмотрим основные характеристики некоторых типовых отечественных приборов.

Телеграфный аппарат РТА-6. Это стартстопный буквопечатающий аппарат с клавиатурой типа пишущей машинки. Запись осуществляется на рулонной бумаге. Предназначен для передачи текстовой и буквенной информации. Прибор содержит трансмиттерную и перфораторную приставки, позволяющие автоматизировать обмен сообщениями. Используется стандартный 5-элементный код МТК № 2. Скорость телеграфирования 50 и 75 бод. Количество регистров — три (русский, латинский и цифровой).

Телеграфный аппарат РТА-7Б. Это усовершенствованный (электромеханический) вариант аппарата РТА-6. Скорость телеграфирования повышена до 100 бод. Прибор обладает повышенной надежностью и отличается современным оформлением.

Оба прибора имеют настольную конструкцию.

Трансмиттер Т-66М. Прибор предназначен для считывания информации с двух перфорированных лент с выдачей электрических импульсов на два независимых выхода. При этом возможен режим поочередного считы-

вания с обеих лент в раздельные выходы, либо в общий выход. Используется телеграфный 5-элементный код МТК № 2. Скорость считывания 50 и 75 бод.

Реперфотрансмиттер РТ-70. Прибор предназначен для приема информации на перфоленту с последующей передачей через трансмиттер. Передача может производиться непосредственно после приема или с задержкой (после накопления информации). Используется стандартный 5-элементный код МТК № 2. Скорость работы 50 и 75 бод.

Абонентский пункт (терминал) АП-2 (АП-4, АП-11, АП-61 и др.). Представляет собой компактную установку для обмена информацией с ЦВМ по выделенным или коммутируемым каналам. В качестве вводных и выводных устройств используются пишущая электрическая машинка, фотосчитыватель, перфоратор (возможно использование перфолент и перфокарт). Для служебной связи система комплектуется телефонным и телеграфным аппаратами. Блок модулятора-демодулятора (М-200) обеспечивает кодирование бинарной информации в дискретные сигналы частотной манипуляции, пригодные для передачи по стандартным каналам тональной частоты. При этом используется помехоустойчивый код с проверкой на четность (продольно-поперечный в блоках в 15, 30 или 45 знаков). Скорость передачи данных 50, 100 и 200 бод.

Факсимильный передающий аппарат Ф4ДН. Предназначен для передачи любых двумерных изображений (карт, таблиц, текста) с одноцветным воспроизведением на приеме. Аппарат генерирует сигналы запуска и остановки двигателя приемной аппаратуры. Скорость работы 60, 90, 120 или 240 строк в минуту. Разрешающая способность 4 линии на мм. Для передачи изображения размером 480×690 мм требуется 11 мин при скорости 240 строк в минуту и 44 мин — при скорости 60 строк в минуту.

Факсимильный приемный аппарат Ф4ПН согласован с передающим аппаратом Ф4ДН. Он обеспечивает прием черно-белых и полутоновых изображений на электрохимическую бумагу. Предназначен для работы по телефонным каналам (300÷3400 Гц) при сигналах с амплитудной или частотной модуляциями. Подача бумаги (шириной 480 мм) может составлять 0,265 мм/строку или 0,53 мм/строку.

Видеотелефон ВИД-10. Это аппаратура внутренней видеотелефонной связи, включающей блок коммутации на 10 абонентов. Сконструирован на использование с коаксиальными линиями. Занимаемая полоса частот 10 МГц, что исключает использование его в стандартных телефонных каналах. Размер изображения 100×120 мм. Разрешающая способность 400 строк (в центре). Характеристики прибора согласованы со стандартной системой отечественного телевидения (по числу кадров, строк и системе синхронизации). При этом в режиме приема вещательной информации прибор сохраняет готовность к вызову абонентами.

Вызывные устройства ВУ-ТФ, УВП-2. Представляют собой приборы для автоматического соединения абонентов на коммутируемых каналах связи (С на рис. 5.1). Состоят из блока вызывного устройства и блока питания. Блок вызывного устройства содержит приемник сигналов АТС, номеронабиратель, дешифратор и приемник сигналов ответа.

Аппаратура разделения абонентских линий типа «Урал»*. Представляет собой устройство уплотнения абонентской линии. Состоит из двух полукомплектов: абонентского (D на рис. 5.1) и станционного (Е на рис. 5.1). Последний согласован для работы с аппаратурой временного уплотнения ТВУ-12 (см. ниже; F на рис. 5.1).

Аппаратура «Урал» обеспечивает организацию одного дуплексного канала передачи дискретной информации с сохранением возможности телефонной связи (либо двух каналов передачи дискретной информации). Передача осуществляется амплитудно-манипулированными сигналами с частотным разделением. Несущая частота при отправлении 64 кГц, при приеме 28 кГц. Возможна работа по любым кабелям (типов Т, ТПП, ГТС), кроме линий, оборудованных мостовыми усилителями. Канал передачи обеспечивает отправления стартстопных сигналов при использовании любого кода. Аппаратура рассчитана на дальность действия до 5 км. Скорость передачи дискретной информации до 200 бод. Прибор работает с вызывным устройством УВП-2.

Аппаратура абонентского телеграфирования «Агат». Предназначена для организации одноканальной дуплек-

---

* Здесь приводятся точные названия, данные изготовителями, не всегда совпадающие с принятой терминологией.

сной системы передачи дискретной информации по городским телефонным линиям (кабелям). Таким образом, аппаратура «Агат» не является системой уплотнения. Однако включение ее между оконечной аппаратурой абонента (телеграфными аппаратами) рекомендуется для согласования сигналов, посылаемых в телефонную линию, с физическими свойствами кабельных линий. Дальность передачи сигналов по стандартным линиям повышается до 20 км при скорости отправления до 200 бод.

5.3. Промышленная аппаратура уплотнения каналов и автоматической коммутации

Аппаратура типа ВТ-34 и ВТ-34-4М. Это относительно старая система, использующая стандартное частотное уплотнение. Первая работает сигналами с амплитудной манипуляцией (посылками и паузами), вторая — является модернизацией первой системы с переводом на сигналы с частотной манипуляцией (с целью повышения помехоустойчивости). Обе системы сняты с производства, но еще часто используются на линиях.

Аппаратура ТТ-17П. Это 17-канальная дуплексная транзисторная система с разносом частот каналов на 180 Гц при смещении частот бинарных сигналов на 45 Гц. Скорость отправления 75 бод. В аппаратуре используется принцип группообразования (см. § 4.8). Она имеет модификацию ТТ-17ПЗ, в которой используются электронные (а не электромеханические) реле, что повышает надежность системы.

Аппаратура ТТ-48. Это сравнительно новая транзисторная многоканальная система, выпускаемая в стойках трех разновидностей: ЧМ-120, ЧМ-240, ЧМ-480. Цифры после букв указывают использованный разнос тональных частот. Соответствующие им отклонения частот бинарных сигналов равны 30, 60 и 120 Гц. Первый вариант аппаратуры обеспечивает создание 24 каналов (при скорости отправления 50 бод), второй — 12 каналов (при скорости 100 бод), третий — 6 каналов (при скорости 200 бод). Система имеет выносной пульт дистанционного управления и контроля.

Аппаратура ТТ-12. Одна из новейших в нашей стране многоканальных систем передачи дискретной информации. Обеспечивает возможность образования двенадцати двусторонних передач по четырехпроводным лини-

ям. Построена с широким использованием интегральных микросхем. Используется стандартный разнос несущих частот и смещение частот бинарных сигналов. При подключении двух каналов ТЧ возможно образование 24 телеграфных каналов при скорости отправления 50 бод и 6 каналов при скорости 200 бод. Система отличается малым потреблением энергии (115 Вт), весом и габаритами (35 кг, 60×40×23 см).

Аппаратура ТНТ-6. Это система, использующая и тональный и надтональный диапазоны и реализующая принцип группообразования. Система полностью бесконтактна (электронные реле). Она выпускается в виде стандартных стоек НТ-4, ТТ-5, ТТ-6 (цифры указывают число каналов в стойке). Разнос частот каналов 180 Гц. Скорость отправления 75 бод. Общий использованный спектр простирается до 5280 Гц.

Основным типом аппаратуры временно́го уплотнения является **система ТВУ-12,** предназначенная для уплотнения городской и пригородной телефонной сети. Система позволяет организовать 12 телеграфных каналов (по четырехпроводной линии). Стандартная скорость отправления (на канал) составляет 200 бод (любым кодом, синхронным или стартстопным методом). Используются противоположные сигналы в форме П-образных посылок «постоянного тока».

Аппаратура «Дата». Предназначена для уплотнения двухпроводных телефонных линий (не содержащих мостовых усилителей). Имеет две модификации: «Дата-3» и «Дата-6». Первая позволяет образовать три канала с предельной скоростью до 100 бод, вторая — пять каналов со скоростью 100 бод и один со скоростью 200 бод. Возможно объединение любых двух каналов с повышением скорости отправления до 200 бод. Возможна передача сигналов любым кодом, синхронным или стартстопным методом.

Основным типом аппаратуры *частотно-временно́го уплотнения* является **система ЧВТ.** Тональный диапазон (300÷3400 Гц) делится на четыре частотных канала с эффективной полосой 700 Гц. В каждом из этих каналов можно отправлять информацию со скоростью 600 бод. При необходимости каждый частотный канал можно уплотнить по времени, образовав 12 или 8 каналов. Скорость отправления составляет соответственно 50 и 75 бод.

Типичной *среднескоростной системой* передачи дискретных сообщений является **аппаратура «Аккорд-1200»**. Ее укрупненная структурная схема приведена на рис. 5.2. Центральной ее частью является блок модуляторов и демодуляторов «Модем-1200». Он осуществляет следующие операции.

1. Передачу информации по телефонным каналам в режимах «Телефон» и «Передача данных». При этом телефонный стандартный канал разбивается (частотно уплотняется) на 2 подканала: «прямой» и «обратный».

Работа может производиться либо по коммутируемым каналам, либо по выделенным каналам. В первом случае

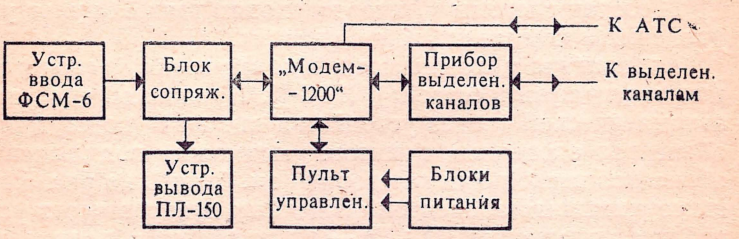


Рис. 5.2. Упрощенная структурная схема системы «Аккорд-1200»

информация не проходит через коммутационное оборудование телефонной станции, канал создается на длительный интервал времени. Во втором случае абоненты соединяются кратковременно через аппаратуру автоматической или ручной станций.

2. При работе в режиме «передача данных» передающая часть модема преобразует бинарные противоположные сигналы в форме П-образных посылок в ортогональные частотно-смещенные сигналы, которые передаются в линию. В приемной части осуществляется обратная операция. Работа может происходить как в синхронном, так и асинхронном режимах. Ввод данных производится с перфоленты через фотосчитыватель ФСМ-6. Вывод — через устройство вывода, использующее перфоратор ПЛ-150.

3. Выработку необходимых частот и тактовую синхронизацию всей системы.

Основные параметры системы «Аккорд-1200» следующие: скорость отправления по прямому каналу 600 или

1200 бод, по обратному 75 бод; смещение частот бинарных сигналов в прямом канале 400 Гц или 800 Гц (в зависимости от скорости), в обратном 60 Гц; средняя частота прямого канала 1700 Гц, обратного 420 Гц. Аппаратура обеспечивает в среднем передачу информации на расстояние до 14÷18 тыс. км при использовании 6 ретрансляционных пунктов.

К системе «Аккорд-1200» может быть присоединено «устройство повышения достоверности» «Аккорд-1200 ПП», вводящее избыточность в кодовые слова. В этом случае система передачи гарантирует вероятность ошибок 10^{-6} при скорости 600 бод и $2 \cdot 10^{-4}$ при скорости 1200 бод.

В состав системы «Аккорд» входят также пульт управления и комплект блоков питания.

Аппаратура автоматической коммутации («подстанция телеграфных связей») ПТС-К. Предназначена для автоматической (через устройства вызова) коммутации абонентов оконечных пунктов. Возможно подключение абонентов нескольких категорий (см. блок L на рис. 5.1): вышеуказанных абонентов оконечных пунктов через устройства уплотнения (D÷E) — и устройства объединения абонентов (F), абонентов, работающих через систему «Дата» и абонентов, непосредственно подключенных к системе ПТС-К. Допустимая скорость телеграфирования через коммутатор — до 200 бод.

Максимальная емкость коммутатора, составляющая 160 линий, может вводиться блоками по 40 линий, что повышает маневренность системы. Коммутатор оборудован системой звуковой и оптической сигнализации о состоянии каналов коммутации.

Автоматическая телеграфная координатная станция АТК-ПД. Предназначена, как и предыдущая система, для коммутации абонентов оконечных пунктов телеграфа, сети передачи данных (при скоростях 100 и 200 бод) и непосредственно присоединенных («прямых») абонентов. Емкость коммутатора — 20 абонентских установок и 8 дополнительных каналов для связи со станцией высшего уровня.

Станция АТ-ПС-ПД. Является коммутирующей системой большой емкости (4000 оконечных линий и 400 магистральных каналов). Предназначена для коммутации приборов абонентского телеграфа (АТ), непосредственных (прямых) соединений (ПС) и сетей передачи

данных (ПД). Допускает скорость работы до 200 бод. Содержит комплекс контрольно-испытательной аппаратуры.

5.4. Примеры построения сетей передачи информации на базе промышленных приборов

Рассмотрим примеры типовых наборов аппаратуры для построения сетей: общего назначения (для передачи буквенного и цифрового текста), передачи данных и сети специального назначения.

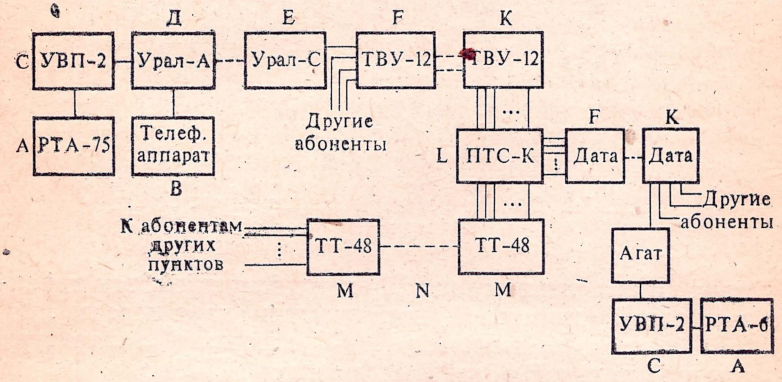


Рис. 5.3. Система передачи дискретной информации с использованием промышленных приборов

На рис. 5.3 показана структурная схема системы передачи буквенной и цифровой информации с использованием описанных выше устройств. Буквами (*A, B, C, D, ...*) обозначены конкретные приборы, соответствующие общей структурной схеме передачи, показанной на рис. 5.1. Представленная система имеет две ступени уплотнения с использованием аппаратуры ТВУ-12 и ТТ-48. Имеется два вида абонентов. Одни используют систему уплотнения «Урал», другие — систему согласования «Агат» и систему уплотнения «Дата». Штриховыми линиями указаны физические линии передачи (телефонные кабели). В качестве устройства коммутации использована аппаратура ПТС-К.

На рис. 5.4 показана структурная схема системы передачи данных к ЦВМ по выделенному каналу с использованием абонентского пункта АП-2 (с модемом М-200).

Перед ЦВМ предполагается использование мультиплексора, обеспечивающего ввод информации от ряда абонентских пунктов.

На рис. 5.5 показана структурная схема системы передачи специального назначения — канал автоматизированной системы передачи гидрометеоданных «Погода». Особенностью этой системы является возможность пере-

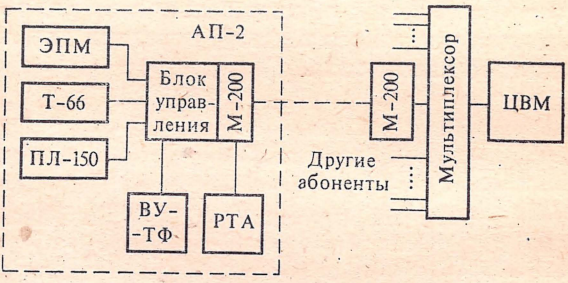


Рис. 5.4. Система передачи данных по выделенному каналу

дачи по выделенному каналу как дискретной, так и факсимильной (двумерной) информации (карт погоды).

Абонентский комплект АК-6 содержит аппаратуру предварительной обработки данных (АПО) с вводными

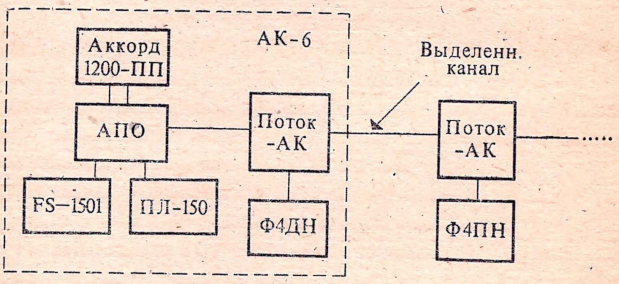


Рис. 5.5. Канал автоматизированной передачи данных «Погода»

и выводным устройствами (фотосчитыватель и перфоратор), «устройство защиты от ошибок» («Аккорд-1200»), аппаратуру уплотнения и образования сигналов (модем «Поток-АК»). Последний в стандартном телефонном канале обеспечивает частотное уплотнение дискретной ин-

формации (полоса до 700 Гц), двумерного изображения (полоса 700÷2800 Гц) и служебной информации. Для передачи изображения используется факсимильная передающая аппаратура Ф4ДН.

Передача данных производится в коде МТК-2 (с защитой от ошибок) в дуплексном режиме. Аппаратура первичной обработки позволяет преобразовать код МТК-2 в код ГОСТ 13052—67. Используется фотосчитыватель FS-150 и перфоратор ПЛ-150.

5.5. Реальные коммутируемые сети общего пользования в СССР

Реально эксплуатируемые сети передачи дискретной информации можно разделить на: а) *телеграфные сети* и б) *сети передачи данных* (находящиеся в стадии эффективного развития).

Имеется две разновидности телеграфных сетей: *сеть общего пользования* и *сеть абонентского телеграфирования*. По первой сети передаются сообщения в форме документальных телеграмм (зафиксированных на бумажных носителях), отправляемых из отделений связи в городах и других населенных пунктах. По второй сети (абонентского телеграфа), именуемой также «телетайп», передаются сообщения от предприятий и учреждений, оборудованных абонентскими пунктами (телеграфными аппаратами).

Для *передачи данных* общего назначения в настоящее время используются две сети: сеть на основе абонентского телеграфа, оконечные пункты которой оборудованы аппаратурой передачи данных (низкоскоростная сеть), и сеть на основе коммутируемой телефонной системы общего назначения, оборудованной соответствующей оконечной аппаратурой (среднескоростная сеть).

Сети передачи дискретной информации построены по трехступенной иерархической системе узлов коммутации, которые разделены на *главные, областные* и *районные* (рис. 5.6). Из рис. 5.6 видно, что главные узлы ГУ образуют сеть по принципу «каждый с каждым». Они соединены с областными узлами ОУ собственной зоны и иногда с областными узлами других главных узлов. Областные узлы также могут иметь непосредственное соединение, минуя главный узел. Районные узлы РУ имеют

соединения только с областными узлами (и, конечно, с абонентами района).

Телеграфная сеть общего пользования имеет несколько разновидностей в зависимости от принципов прохождения сообщений через узлы. В системе с *неавтоматическим транзитом* сообщение фиксируется в узле в виде печатного текста, который механически транспортируется к телеграфному аппарату, соединенному с требуемым узлом, куда сообщение передается путем ручного набора

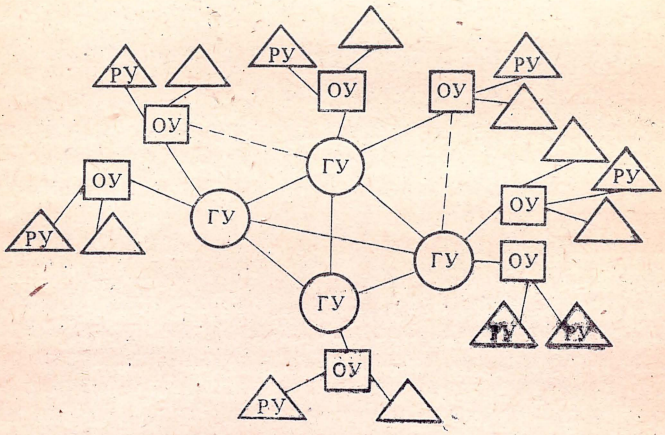


Рис. 5.6. Иерархическая сеть передачи информации

на клавиатуре. В системе *реперфораторного переприема с отрывом перфоленты* сообщение фиксируется одновременно в виде печатного текста и на перфоленте. Отрезок перфоленты, соответствующий законченному тексту сообщения (определяемому по установленному признаку), транспортируется (через узел сортировки) к аппарату, соединенному с требуемым узлом, сообщение к которому передается через трансмиттерную приставку. Таким образом, эта система является полуавтоматической системой с коммутацией сообщений. В системе *реперфораторного переприема без отрыва и транспортировки перфоленты* сообщения строятся по строго установленному «формату», включающему все необходимые для автоматической коммутации данные. Вместо механической транспортировки отрезков перфоленты с завершенными сообщениями здесь осуществляется автоматическая коммутация фотосчитывателя на реперфораторы телеграф-

ных аппаратов, соединенных с требуемыми узлами. Таким образом, эта система является автоматической системой с коммутацией сообщений.

В системе *прямых соединений* переприем сообщений с записью чаще всего не производится, но осуществляется автоматическая коммутация пункта отправления с пунктом приема (набор номера вызываемого абонента осуществляет пункт отправления). Однако в случае занятости абонента (а также в случае необходимости согласования сеансов связи по времени суток) предусмотрена возможность переприема сообщения с записью на узле коммутации. Таким образом, эта система является комбинацией сети коммутации каналов с сетью коммутации сообщений.

Сеть *абонентского телеграфа* построена по принципу коммутации каналов аналогично системе прямых соединений (коммутация сообщений в узлах ни в какой форме не производится). Одновременно каждый абонент имеет возможность непосредственного соединения с сотрудниками телеграфной сети общего назначения и может отправить сообщение любому корреспонденту по сети общего пользования.

Используемые магистральные каналы абонентского телеграфа являются общими с системой (сетью) прямых соединений. Абонент может соединиться как с получателем, входящим в тот же узел коммутации, что и он сам, так и с получателем, входящим в другой узел. Существующая система нумерации оказывается сложной и в настоящее время находится в стадии перестройки.

Физические линии, используемые в сетях передачи дискретной информации, целесообразно разделить на *абонентские* и *магистральные*. В качестве первых используются двухпроводные и коаксиальные линии, а также иногда отдельные каналы тонального телеграфирования, образованные соответствующей аппаратурой. В качестве магистральных линий используются в зависимости от расстояния высокочастотные кабели, радиорелейные линии, радиолинии, оснащенные соответствующей аппаратурой уплотнения.

Сеть *передачи данных общего пользования* находится в настоящее время в стадии интенсивного развития. Низкоскоростные системы (скорость манипуляции 50 бод) организуются на базе абонентского телеграфа. При этом возникает ряд ограничений, вытекающих из

принятого здесь способа коммутации и используемых кодов. Повышение скорости обмена практически невозможно, так как требует замены всей аппаратуры тонального телеграфирования. Среднескоростные системы организуются на основе телефонной сети, с использованием физических линий, аппаратуры уплотнения аналоговых (речевых) сообщений и узлов коммутации. Исторически сложившаяся система и аппаратура телефонной связи позволяет в принципе получить скорость передачи до нескольких тысяч бод, использовать любые коды, старт-стопный или синхронный способы работы. Технически относительно несложно реализуется уплотнение дискретной информации и речевых сообщений. Недостатком телефонной сети является большее затухание (в частности, из-за потерь в устройствах коммутации) и меньшая степень автоматизации.

Высокоскоростные системы передачи данных общего назначения находятся в настоящее время в стадии проектирования. Возможности использования существующих систем описаны в § 4.8.

Заключение. Пути развития систем передачи сообщений

Теория и техника передачи сообщений достигла весьма высокого уровня. Характерной особенностью этого развития в последнее время является опережающая роль теории. Это утверждение следует понимать в том смысле, что далеко не все теоретические предложения реализованы на практике. Основная причина этого ясна: сети и системы передачи (передатчики, линии, коммутаторы, приемники) являются дорогостоящими и часто громоздкими сооружениями, изготавливаемыми в массовом количестве, которые не могут поэтому немедленно следовать за всеми «указаниями» по совершенствованию, выдвигаемыми теоретическими исследованиями. Усовершенствование может быть реализовано только в том случае, если оно экономически обосновано и весьма эффективно. Однако и теория не может стоять на месте. Высокий уровень математизации, открываемые физические эффекты и совершенная технология приводят к тому, что новые предложения выдвигаются лавинообразно в самых различных направлениях.

Рассмотрим возможные пути развития теории и техники передачи сообщений.

Основными тенденциями развития передающих устройств являются повышение генерируемой мощности и стабильности частот, увеличение к. п. д. устройств, применение малогабаритных и эффективных полупроводниковых устройств, использование новых сигналов, предварительное преобразование отправляемых сообщений.

Основное назначение передатчика — сопоставить сообщение сигналу. В настоящее время сообщения, полученные от источника, как правило, непосредственно управляют сигналами. Однако этот способ не наиболее эффективен вследствие избыточности сообщения. Поэтому изучение принципов *сжатия* (устранения излишней информации) сообщений и путей технической реализации процесса могут дать значительный экономический эффект.

В настоящее время передача дискретных сообщений производится обычно с помощью двоичных сигналов. Основное преимущество такого способа — относительная простота построения аппаратуры (требуется два «уровня»). Применение M-ичных сигналов может значительно

повысить скорость передачи сообщений, а современная технология может привести к несущественному удорожанию системы. Разработка и использование новых методов помехоустойчивого кодирования (не рассмотренного в нашей книге) могут привести к дальнейшему повышению эффективности передачи.

Интересной задачей является разработка принципов и техники *дополнительного уплотнения* системы передачи. При этом на передающей стороне наряду с ранее использованными сигналами отправляются дополнительные, несущие другое сообщение. Эти дополнительные сигналы должны быть построены так, чтобы они не мешали передаче основных (и наоборот).

Известно, что наибольшее количество информации за заданный интервал времени можно передать с помощью зрения. В настоящее время передача видеоизображений занимает обычно достаточно широкую полосу частот (особенно при передаче подвижных изображений). Известны способы сужения требуемой полосы частот. Однако они достаточно сложны и не надежны. Представляет интерес разработка новых методов и аппаратуры для передачи изображений.

Практически важной задачей на передающей стороне является разработка методов генерирования сверхвысокочастотных колебаний — в миллиметровом, субмиллиметровом, а также световом диапазонах. Особенно важна задача достижения стабильности частоты, так как нестабильное, хотя и высокочастотное, колебание не приводит к существенному повышению пропускной способности системы.

Во многих случаях линия передачи сигналов является наиболее трудоемкой и дорогостоящей частью системы передачи.

В настоящее время широко используются двухпроводные и коаксиальные линии в большом разнообразии модификаций. Полоса пропускания их не превышает нескольких тысяч килогерц. Этого недостаточно. Существенный эффект дает практическое внедрение волноводных и световодных линий с использованием когерентного света (эти линии находятся в стадии разработки и опытной эксплуатации). Несомненно следует продолжать исследование других линий — от использования линий электропередачи и газопроводов до систем радиосвязи через искусственные спутники Земли.

При построении двухпроводных и коаксиальных линий, как правило, используется «пространственное уплотнение»: в одной оболочке прокладывается большое количество (до порядка 10^3) линий. Большое значение при этом приобретает разработка методов уменьшения взаимных помех от сигналов других линий. Это может быть достигнуто как конструкцией линий, так и методами обработки в пункте приема.

Линия не только ослабляет и искажает сигналы, но и «собирает» помехи со всего окружающего пространства. Помехи понижают реальную пропускную способность системы. Поэтому большой эффект может быть получен от уменьшения уровня помех. Этого можно достигнуть как разработкой способов подавления внешних помех в точках возникновения, защитой линии, так и снижением собственных шумов линии с помощью охлаждения. Подобные устройства находятся в стадии разработки.

В настоящее время широко используются телеграфная, телефонная и телетайпная *сети.* Можно говорить о начале создания сети телевизионной (пока симплексного типа). В связи с широким внедрением ЦВМ эти сети перестают удовлетворять запросы народного хозяйства. Поэтому возникает задача создания автоматизированной высокоскоростной сети передачи данных. Это очень большая задача. В настоящее время эта сеть находится в стадии разработки и создания.

Основными тенденциями развития приемных устройств являются повышение надежности, снижение вероятности ошибок, применение новых технологических решений, понижение габаритов и стоимости. Будет увеличиваться удельный вес приемных устройств, использующих оптимальные алгоритмы работы. Не исключено появление новых принципов, не известных в настоящее время. Одним из таких принципов, развитых в последнее время, является *адаптивный прием,* при котором параметры приемного устройства изменяются в зависимости от изменяющихся свойств канала передачи, так что непрерывно обеспечивается достижение минимума вероятности ошибок.

В настоящее время достаточно развита теория оптимального приема при флюктуационных помехах. Однако в ряде случаев велика роль импульсной составляющей. Эффективные принципы борьбы с импульсными помехами еще ждут своего решения.

Перспективным направлением развития является применение *цифровой обработки* приходящих сигналов. Современная технология изготовления малогабаритных устройств делает целесообразной построение дискретных линейных фильтров, а также различных нелинейных устройств. При этом снижаются габариты, повышается качество работы и надежность систем.

В ближайшие годы возрастет роль новых элементов систем и устройств. В электронике для построения усилителей, генераторов, преобразователей широко используются электронные и полупроводниковые нелинейные устройства. Однако возможны и другие решения, основанные на других физических эффектах и принципах. Так, по-видимому, широкое распространение получат устройства на электронно-акустическом взаимодействии (акусто-электроника), поверхностных волнах. Наряду с нелинейными устройствами более широко будут использоваться линейные параметрические.

Важной задачей является создание новых устройств с необычными параметрами. Так, например, очень необходимы широкополосные многоотводные линии задержки на времена в несколько миллисекунд. В настоящее время построение их затруднено. Новые принципы, в частности дискретная обработка сигналов, позволяют проще решить эту задачу.

Роль новых элементов особенно возрастает при построении разветвленных *сетей передачи* с использованием новых принципов уплотнения сигналов и коммутации. Современная аппаратура использует в основном частотное и (реже) временно́е уплотнение. Однако возможны другие принципы, например уплотнение по форме сигналов.

Сеть передачи информации является по существу сложным кибернетическим устройством. Большое количество составных элементов и конечная надежность каждого из них приводит к отказам в системе, локализировать которые не просто. Поэтому возникает важная задача *автоматической диагностики*. Это новая задача, которая ранее не являлась столь актуальной.

В нашей стране поставлена и успешно решается фундаментальная задача: создание единой общегосударственной автоматизированной системы сбора и обработки сообщений — ОГАС.

ЛИТЕРАТУРА

1. Возенкрафт Дж. и Джекобс И. Теоретические основы техники связи. М., 1969.

Эта книга является блестящим изложением теории оптимального приема.

2. Филиппов Л. И. Основы теории оптимального радиоприема дискретных сигналов. М., 1974.

Эта книга является относительно сложным изложением общей теории приема узкополосных и широкополосных сигналов.

3. Гуров В. С. и др. Передача дискретной информации и телеграфия. М., 1974.

Книга посвящена изложению инженерных практических сторон передачи дискретных сообщений. Содержит описание реальных отечественных систем передачи.

4. Смольянинов В. М., Филиппов Л. И. Синтез оптимальных радиоприемников дискретных сигналов. М., 1969.

Содержание книги ясно из названия. Изложение относительно несложное, в основном на физическом уровне.

5. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. М., 1970.

Книга отличается глубоким теоретическим уровнем изложения широкого круга вопросов.

6. Четвериков В. Н. Преобразование и передача информации в АСУ. М., 1974.

Эта книга является учебником для студентов специальности АСУ.

Леонид Иванович Филиппов

ФИЗИЧЕСКИЕ ПРИНЦИПЫ
И ТЕХНИКА ПЕРЕДАЧИ
ДИСКРЕТНОЙ ИНФОРМАЦИИ

Редактор С. А. Крылов. Художник И. Д. Бабаев. Художественный редактор В. И. Пономаренко. Технический редактор Э. М. Чижевский. Корректор В. В. Кожуткина

ИБ № 1135

Изд. № ФМ-623 Сдано в набор 16.03.78. Подп. в печать 28.09.78. Т-18605. Формат 84×108¹/₃₂. Бум. тип. № 3. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 5,46 усл. печ. л. 5,07 уч.-изд. л. Тираж 14 000 экз. Зак. № 328. Цена 20 коп.

Издательство «Высшая школа»,
Москва, К-51, Неглинная ул., д. 29/14

Московская типография № 8 Союзполиграфпрома
при Государственном комитете СССР
по делам издательств, полиграфии и книжной торговли,
Хохловский пер., 7.

20 коп.

ИЗДАТЕЛЬСТВО ВЫСШАЯ ШКОЛА
МОСКВА
1978 ГОД